

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**EXPLORACIÓN DE LAS POSIBILIDADES DE LA
IMPRESIÓN 3D EN EL DISEÑO DE COMPONENTES DE
RADIOFRECUENCIA**

Autor: Antonio Javier Rodríguez Rodríguez

Tutor: Eduardo García Marín

Ponente: José Luis Masa Campos

JULIO 2018

EXPLORACIÓN DE LAS POSIBILIDADES DE LA IMPRESIÓN 3D EN EL DISEÑO DE COMPONENTES DE RADIOFRECUENCIA

AUTOR: Antonio Javier Rodríguez Rodríguez

TUTOR: Eduardo García Marín

**Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas
(RFCAS)**

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Julio 2017



Resumen

Hoy día la impresión 3D ha abierto una amplia gama de investigaciones en diversos sectores, concretamente, este estudio se centra en los beneficios que podemos obtener de dicha metodología para el desarrollo de componentes de radiofrecuencia.

A lo largo de este trabajo se han caracterizado varios materiales de impresión 3D, para ser exactos, se han analizado los más empleados y conocidos: PLA (Polylactic Acid) y ABS (Acrylonitrile Butadiene Styrene) para conocer sus propiedades eléctricas.

Esta información no es proporcionada por el fabricante, y en los casos en la que es facilitada, no es a la frecuencia concreta para la que se está realizando dicho diseño. En esta idea, se fundamenta la iniciación de este Trabajo de Fin de Grado. Una vez conocidos y validados los parámetros eléctricos de cada material, se probaron distintas configuraciones donde se utilizaban cavidades de aire para reducir la permitividad efectiva del material, para su posterior empleo como adaptadores, desfasadores... Todas estas pruebas llevadas a cabo en diseño, simulación, construcción y medida.

Conocidas con exactitud las propiedades que poseía cada material y cómo podían ser modificadas, se diseñó y construyó una antena array de siete ranuras en guía de onda rectangular con alimentación progresiva. Esta guía se rellenó de dieléctrico construido mediante impresión 3D, con el fin de validar la caracterización llevada a cabo de los materiales plásticos mencionados.

Finalmente, al introducir los bloques de permitividad eléctrica menor, fue posible variar la frecuencia de trabajo de la antena y su dirección de apuntamiento, a la vez que fue posible mantener con una gran similitud el diagrama de radiación para la frecuencia a la que se diseñó ésta.

Durante la realización de este estudio, se han obtenido resultados novedosos, de los que, futuros trabajos de investigación pueden beneficiarse empleando el material de la impresión 3D en otros dispositivos de radiofrecuencia como filtros, acopladores o redes de alimentación.

Palabras clave

Impresión 3D, ABS, PLA, constante dieléctrica, tangente de pérdidas, guía de onda, adaptador, antena, array lineal, ranuras, parámetros de acoplo, diagrama de radiación.

Abstract

Nowadays, 3D printing has opened up a wide range of research in various sectors, specifically, this study focuses on the benefits that can be obtained from this methodology for the development of radio frequency components.

Throughout this work, several 3D printing materials have been characterized, to be exact, the most commonly used and known ones have been analysed: PLA (Polylactic Acid) and ABS (Acrylonitrile Butadiene Styrene) to know their electrical properties.

This information is not provided by the manufacturer, and in the cases in which it is provided, it is not at the specific frequency for which the design is being made. It is on this idea that the initiation of this work is based. Once the electrical parameters of each material were known and validated, different configurations were tested where air cavities were used to reduce the effective permittivity of the material, for later use as adapters, phase shifters... All these tests were carried out in design, simulation, construction and measurement.

Exactly known the properties of each material and how they could be modified, a seven-slot rectangular waveguide array antenna was designed and built. This guide was filled with dielectrics constructed using 3D printing, in order to validate the characterization carried out on the plastic materials mentioned.

Finally, by introducing the lower electrical permittivity blocks, it was possible to vary the working frequency of the antenna and its pointing direction, while maintaining the radiation pattern for the frequency at which it was designed with great similarity.

During the course of this study, novel results have been obtained, from which future research work may benefit by using 3D printing material in other radio frequency components such as filters, couplers or power supply networks.

Keywords

3D printing, ABS, PLA, dielectric constant, loss tangent, waveguide, adapter, antenna, linear array, slots, coupling parameters, radiation pattern.

Agradecimientos

Son muchos los momentos y emociones vividas durante la realización de este Grado e innumerables las personas que me han ofrecido su ayuda y apoyo para superar esta etapa, por lo que resultaría imposible mencionar a todas y cada una de ellas.

Pero de entre todas ellas me gustaría destacar en primer lugar a Don José Luis Masa Campos por ofrecerme la oportunidad de realizar este Trabajo de Fin de Grado en el equipo *RFCAS* y en segundo lugar a mi intachable tutor Don Eduardo García Marín por su inapelable ayuda.

Por supuesto, no podría olvidarme de mis inigualables compañeros que siempre han sabido estar a mi lado en las situaciones más complicadas y me han ayudado a superarlas trabajando siempre juntos en equipo.

INDICE DE CONTENIDOS

1. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	1
1.3. Organización de la memoria	1
2. Estado del arte.....	3
2.1. Parámetros básicos de una antena.....	3
2.1.1. Coeficiente de reflexión	3
2.1.2. Parámetros S	3
2.1.3. Diagrama de radiación	4
2.1.4. Directividad y ganancia	5
2.3. Antenas de ranura	6
2.4. Arrays.....	6
3. Diseño	9
3.1. Consideraciones previas	9
3.2. Densidades	10
3.3. Cavidades.....	11
3.3.1. Combinaciones de cavidades	11
3.4. Preparación para imprimir	12
3.5. Velocidad de impresión	13
3.6. Antena.....	13
4. Desarrollo.....	15
4.1. Caracterización de los materiales PLA y ABS.	15
4.1.1. Caracterización Er.....	16
4.1.2. Tangente de pérdidas	17
4.2. Comparación PLA vs. ABS	17
4.3. Diseño de cavidades para la modificación de las características del material	18
4.3.1. Cúbicas.....	20
4.3.2. Cilíndricas	22
4.3.2.1. Estudio de distintas combinaciones de cavidades para un mismo volumen de aire en ABS	22
4.3.2.2. Desfase introducido por los conjuntos de combinaciones	25
4.4. Adaptadores de impedancias.....	26

4.4.1. Secciones adaptadoras con cavidades	26
4.4.2. Sección adaptadora fijada por criterios de diseño.....	27
4.4.3. Sección adaptadora con el mismo ϵ_r que el dieléctrico	29
4.5. Antena array de 7 ranuras en guía de onda rectangular	30
4.5.1. Dieléctrico densidad 100%	30
4.5.2. Dieléctrico densidad 75% con cavidades.....	34
5. Integración, pruebas y resultados.....	37
6. Conclusiones y trabajo futuro	41
6.1. Conclusiones	41
6.2. Trabajo futuro	41
Referencias	43
Glosario	I
Anexos.....	III
A. Caracterización de ABS.....	III
A.1. Constante dieléctrica ϵ_r	III
A.2. Tangente de pérdidas $\tan\delta$	IV
B. Caracterización de PLA	VII
B.1. Constante dieléctrica ϵ_r	VII
B.2. Tangente de pérdidas $\tan\delta$	VIII
C. Otros estudios llevados a cabo con cavidades	XI
C.1. Simetría frontal.....	XI
C.2. ϵ_r VS. Radio	XIII
C.3. Rango de desfases alcanzable	XVI
C.4. Cilíndricas con diámetro ascendente y descendente	XVII
C.5. Cuadrados girados 90°.....	XVIII
C.6. Unión de bloques de dieléctrico de cavidades para estudio de fase.....	XVIII
C.7. Mallado Concentric 3D	XIX
D. Software.....	XXI
D.1. CST Microwave Studio.....	XXI
D.2. Ultimaker Cura.....	XXI
F. Algoritmos para combinaciones de cavidades	XXIII
F.1. Cavidades con radio constante.	XXIII

F.2. Cavidades cuadradas.....	XXV
F.3. Cavidades con radio ascendente.	XXVII
F.4. Cavidades con radio descendente.	XXIX

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1. REPRESENTACIÓN GRÁFICA PARÁMETROS S PARA RED DE DOS PUERTAS [1]	4
FIGURA 2.2. SISTEMA DE COORDENADAS ESFÉRICAS [2]	4
FIGURA 2.3. GUÍA DE ONDA RECTANGULAR	5
FIGURA 2.4. RANURA EN TRAMO DE GUÍA ONDA RECTANGULAR	6
FIGURA 2.5. ARRAY LINEAL DE N ELEMENTOS SEPARADOS A UNA MISMA DISTANCIA D.....	7
FIGURA 3.1. BLOQUE DE DIELECTRICO CON CAVIDADES SIENDO INTRODUCIDO EN GUÍA WR-90 PARA SER MEDIDO	9
FIGURA 3.2. BLOQUE DE DIELECTRICO LISTO PARA SIMULAR EN CST. BLOQUES AZULES CON LA CONSTANTE DIELECTRICA DEL AIRE Y BLOQUE VERDE CON LA CONSTANTE DIELECTRICA DEL MATERIAL A IMPRIMIR.....	10
FIGURA 3.3. CAVIDADES REALIZAS POR DEFECTO POR CURA PARA UNA PIEZA DE DENSIDAD 25% (IZQ.) VS. UNA PIEZA CON CAVIDADES CUADRADAS PARA LOGRAR ESA MISMA DENSIDAD (DER.)	11
FIGURA 3.4. DIFERENTES FORMAS GEOMÉTRICAS DE CAVIDADES TRABAJADAS	12
FIGURA 3.5. EN LA PARTE IZQUIERDA ANTENA EN GUÍA DE ONDA RECTANGULAR WR-90 CON SUSTRATO OCULTO EN CST. EN LA PARTE DERECHA, ESTÉTICA REAL DE LA ANTENA UTILIZADA BAJO ESTUDIO.....	14
FIGURA 4.1. MALLADO EN PROCESO DE CONSTRUCCIÓN CON ABS	15
FIGURA 4.2. BLOQUES PLA IMPRESOS A DIFERENTES DENSIDADES	15
FIGURA 4.3. EJEMPLO DE CARACTERIZACIÓN DE ϵ_r DE ABS PARA DENSIDAD 100%	16
FIGURA 4.4. VALORES OBTENIDOS DE ϵ_r Y $\tan\delta$ PARA PLA Y ABS.....	18
FIGURA 4.5. IZQUIERDA PARTE SUPERIOR, MALLADO REALIZADO POR CURA PARA PIEZA DE DENSIDAD 50%. RESTO DE PIEZAS, DIFERENTES COMBINACIONES CUADRADAS PARA OBTENER MISMAS PROPIEDADES QUE LA DENSIDAD 50% PREVIAMENTE NOMBRADA	19
FIGURA 4.6. COMPARACIÓN CAVIDADES CILÍNDRICAS VS. CÚBICAS	19
FIGURA 4.7. EJEMPLO CAVIDADES CUADRADAS DENSIDAD 50%	21
FIGURA 4.8. $ S_{11} $ COMBINACIONES 50% CAVIDADES CUADRADAS	21
FIGURA 4.9. $ S_{11} $ IZQ. COMBINACIONES 25% CAVIDADES CUADRADAS Y DER. $ S_{11} $ COMBINACIONES 10% CAVIDADES CUADRADAS.....	21
FIGURA 4.10. ILUSTRACIÓN SIMETRÍA TRANSVERSAL Y LONGITUDINAL Y EXPLICACIÓN PARÁMETROS DE DISEÑO DE CAVIDADES CIRCULARES DADO POR EL SCRIPT DEL ANEXO G.1...	22
FIGURA 4.11. RESULTADOS SIMULADOS DE CADA COMBINACIÓN DE CAVIDADES PARA EL 50%	23
FIGURA 4.12. TRES DE LAS POSIBLES COMBINACIONES PARA LA DENSIDAD DEL 50%	23
FIGURA 4.13. RESPUESTA DE CADA COMBINACIÓN DE CAVIDADES PARA EL 75%	24
FIGURA 4.14. TRES POSIBLES CONFIGURACIONES DE CAVIDADES PARA DENSIDAD 75%	24
FIGURA 4.15. PIEZAS DE DIELECTRICO CON CAVIDADES FABRICADAS. FILA SUPERIOR, PIEZAS DENSIDAD 50%. FILA INFERIOR, PIEZAS DENSIDAD 75%	24
FIGURA 4.16. CARACTERIZACIÓN PIEZAS CON CAVIDADES. FILA SUPERIOR COMBINACIONES 50% Y FILA INFERIOR COMBINACIONES 75%	25

FIGURA 4.17. COMBINACIONES DE CAVIDADES PARA ADAPTADOR $\lambda g/4$ DENSIDAD 75%. 1-BLOQUE DE AIRE, 2-ADAPTADOR Y 3-BLOQUE DE DIELECTRICO	27
FIGURA 4.18. COMPARACIÓN DE ADAPTADORES CON CAVIDADES DE DENSIDAD 75%	27
FIGURA 4.19. IZQ. ADAPTADOR $\lambda g/4$ CON MUESCA. DER. TOLERANCIAS DE LA PIEZA FABRICADA CON MUESCA	28
FIGURA 4.20. BLOQUE DE DIELECTRICO CON ADAPTADOR CON MUESCA FABRICADO	28
FIGURA 4.21. RESULTADOS DE ADAPTADOR $\lambda g/4$ CON MUESCA	29
FIGURA 4.22. IZQ. ADAPTADOR CON MISMO ϵ_r QUE EL DIELECTRICO Y DER. BLOQUE DE DIELECTRICO 100% CON ADAPTADOR IMPRESO.....	29
FIGURA 4.23. RESULTADOS DE ADAPTADOR CON MISMO ϵ_r QUE EL DIELECTRICO	30
FIGURA 4.24. IZQ. ELEMENTO RADIANTE UNITARIO (RANURA) Y DER. BARRIDO COEFICIENTES DE ACOPLLO PARA DISTINTAS LARGURAS DE LA RANURA.	31
FIGURA 4.25. IMAGEN SUPERIOR, DIELECTRICO DEL 100% CON ADAPTADOR DENTRO DE LA ANTENA. IMAGEN INFERIOR, VISTA FRONTAL DEL ARRAY DE RANURAS IMPRESO EN SUSTRATO CON COBRE (SE ENCUENTRA ENCIMA DEL BLOQUE DE DIELECTRICO ANTERIOR).....	32
FIGURA 4.26. ACOPLLO OBTENIDO EN CADA RANURA DEL ARRAY	32
FIGURA 4.27. ADAPTACIÓN ARRAY 7 RANURAS CON ADAPTADOR Y SIN ÉL.....	33
FIGURA 4.28. MODOS DE PROPAGACIÓN SUPERIORES.....	34
FIGURA 4.29. DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON BLOQUE DE DENSIDAD 75% ($\epsilon_r = 2.05$) A F=8.6 GHZ VS. DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON BLOQUE DE DENSIDAD 100% ($\epsilon_r = 2.48$) A F=8 GHZ	35
FIGURA 4.30. PARÁMETROS S DE BLOQUE DE DIELECTRICO DEL 75% ($\epsilon_r = 2.05$) HOMOGÉNEO Y CON DOS POSIBLES COMBINACIONES PARA IMITARLO	35
FIGURA 4.31. COMPARATIVA DEL DIAGRAMA DE CAMPO LEJANO BLOQUE DE DIELECTRICO SIN CAVIDADES (75%; $\epsilon_r = 2.05$) Y CON DOS POSIBLES COMBINACIONES PARA IMITARLO	36
FIGURA 4.32. COMPARATIVA DIAGRAMAS DE RADIACIÓN BLOQUE ORIGINAL DE 100% ($\epsilon_r = 2.48$) A LA FRECUENCIA DE 8 GHZ Y DOS POSIBLES COMBINACIONES DE CAVIDADES DEL 75% ($\epsilon_r = 2.05$) A LA FRECUENCIA DE 8.6 GHZ.....	36
FIGURA 5.1. GENERACIÓN GERBERS PARA IMPRESIÓN DE LAS RANURAS DE LA ANTENA	37
FIGURA 5.2. FASE DE CONSTRUCCIÓN Y RESULTADO FINAL DE DIELECTRICO 100% CON ADAPTADOR.....	37
FIGURA 5.3. ANTENA CON DIELECTRICO EN SU INTERIOR.....	38
FIGURA 5.4. ANTENA EN PROCESO DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS S. EN EL ANALIZADOR DE SEÑALES SE PUEDE APRECIAR EL PARÁMETRO $ S_{11} $	38
FIGURA 5.5. COMPARACIÓN PARÁMETROS S ANTENA MEDIDA Y SIMULADA	38
FIGURA 5.6. ANTENA PREPARADA PARA SER MEDIDA EN LA CÁMARA ANECOICA	39
FIGURA 5.7. DIAGRAMA DE RADIACIÓN ANTENA 100% CON ADAPTADOR MEDIDA FRENTE A SIMULACIÓN	39
FIGURA 5.8. GANANCIA MEDIDA DE LA ANTENA FRENTE A LA SIMULADA.....	39
FIGURA C.1. COMBINACIONES DE CAVIDADES BAJO ESTUDIO.....	XI
FIGURA C.2. MODO DE TRANSMISIÓN TE_{10}	XI
FIGURA C.3. PRUEBAS DE DESPLAZAMIENTOS CON DOS FILAS.....	XVI

FIGURA C.4. RESPUESTA OBTENIDA PARA UNA FILA DE CAVIDADES Y BARRIDO DE RADIO ...	XVI
FIGURA C.5. RESPUESTA OBTENIDA PARA DOS FILAS DE CAVIDADES Y BARRIDO DE RADIO .	XVII
FIGURA C.6. DOS DISEÑOS. IZQ. CAVIDADES ASCENDENTES Y DER. DESCENDENTES PARA DENSIDAD 75%	XVII
FIGURA C.7. RESPUESTA DE CAVIDADES CON VARIACIÓN DE RADIO ASCENDENTE Y DESCENDENTE	XVIII
FIGURA C.8. DOS DISEÑOS. IZQ. CON CAVIDADES CUADRADAS Y DER. CAVIDADES CUADRADAS GIRADAS 90°	XVIII
FIGURA C.9. UNIÓN DE DOS CONFIGURACIONES DE CAVIDADES	XVIII
FIGURA C.10. MALLADO CONCENTRIC 3D	XIX
FIGURA E.1. SOFTWARE CST MICROWAVE STUDIO	XXI
FIGURA E.2. SOFTWARE ULTIMAKER CURA	XXII

INDICE DE TABLAS

TABLA 3.1. COMPARACIÓN ESPECIFICACIÓN DE FILAMENTO PLA VS. ABS	10
TABLA 3.2. VELOCIDADES DE IMPRESIÓN	13
TABLA 4.1. RESUMEN VALORES MEDIDOS DE ϵr Y $\tan\delta$. ABS.1 CON VELOCIDAD DE TRAZADO 60 MM/S Y ABS.2 CON VELOCIDAD DE TRAZADO 20 MM/S.....	17
TABLA 4.2. COMBINACIONES CAVIDADES CUADRADAS DENSIDAD 50%	20
TABLA 4.3. ϵr CARACTERÍSTICO DE PIEZAS MEDIDAS CON CAVIDADES	25
TABLA 4.4. DESFASE SIMULADO OBTENIDO CON COMBINACIONES DE DENSIDAD 50% Y 75% ..	26
TABLA 4.5. DATOS CONFIGURACIONES DE CAVIDADES DE DENSIDAD 75% PARA DIELECTRICO DE LA ANTENA	35
TABLA C.1. RESULTADOS PRUEBAS SIMETRÍA FRONTAL I.....	XII
TABLA C.2. RESULTADOS PRUEBAS BARRIDO DE RADIO	XII
TABLA C.3. ϵr SEGÚN DIMENSIÓN DEL RADIO DE LAS CAVIDADES	XIII
TABLA C.4. TABLA RESULTADOS DE DESFASE UNIÓN DE PIEZAS DE 50% Y 75% CON CAVIDADES	XIX
TABLA C.5. COMPARACIÓN DE MALLADO POR DEFECTO VS. CONCENTRIC 3D.....	XIX

1. Introducción

1.1. Motivación

Hoy día la impresión 3D o fabricación aditiva es una técnica con una inmensa variedad de posibilidades, permitiendo lograr estructuras complejas, cuya construcción de otra manera sería difícil, o incluso imposible. Todo ello con tiempos y costes de construcción muy reducidos.

Por su versatilidad, inmediatez y bajo coste, resulta una técnica de fabricación muy atractiva para su aplicación en el diseño de radiofrecuencia. Sin embargo, los materiales utilizados en la impresión 3D (normalmente plásticos) apenas están caracterizados en términos radioeléctricos. Es por ello por lo que, a lo largo del siguiente trabajo de Fin de Grado, se ha tratado de caracterizar, analizar y estudiar el comportamiento de éstos, utilizándolos como dieléctrico de una guía de onda rectangular. El motivo por el que se ha elegido esta configuración de diseño se basa en la facilidad para poder variar su dieléctrico, tarea tan sencilla como introducir un bloque impreso en el interior de dicha guía de onda, facilitando su medida experimental.

1.2. Objetivos

El objetivo del siguiente trabajo se centra en el estudio de las propiedades de piezas impresas en tecnología 3D para su posterior aplicación e inserción en componentes de radiofrecuencia. Para ello, se caracterizarán varios de los materiales dieléctricos más utilizados para impresión 3D, se analizarán cuáles son sus propiedades eléctricas y cómo varían éstas según la densidad con la que construyamos la pieza. Dicha pieza será un bloque con forma rectangular que será introducida en una guía de dimensiones WR-90, la cual se utilizará para llevar a cabo el estudio. Una vez recogida esta información, se tratará de controlar las propiedades eléctricas (principalmente, la constante dieléctrica) de las piezas impresas mediante la inserción de cavidades de aire con diferentes formas geométricas en los bloques macizos comentados previamente.

Una vez controlados todos los efectos mencionados, se estudiará la mejor forma de adaptar el cambio de impedancia tan brusco generado entre los dieléctricos aire y pieza impresa, para ello, se estudiarán diferentes maneras de lograr adaptación de impedancias entre la guía rellena de aire y la guía con el dieléctrico de la impresora 3D.

Finalmente, para validar la caracterización de los materiales, se aplicarán los datos recogidos en el diseño de una antena de array de ranuras con alimentación por onda progresiva en una guía de onda rellena de dieléctrico, que será fabricado mediante impresión 3D, la cual nos ayudará a verificar si los datos recogidos durante el estudio son veraces.

1.3. Organización de la memoria

El siguiente documento se encuentra estructurado como se indica a continuación:

- Capítulo 1: Motivación, objetivos y organización de la memoria.
- Capítulo 2: Estado del arte.
- Capítulo 3: Diseño. Consideraciones previas a la realización del siguiente estudio y preparación de bloques a imprimir.

- Capítulo 4: Desarrollo. Diferentes pruebas llevadas a cabo y resultados obtenidos en sus mediciones, los cuales, se han utilizado para estructurar los siguientes pasos a llevar a cabo a lo largo del estudio.
- Capítulo 5: Integración de los dieléctricos en una antena array de siete ranuras en guía de onda y sus correspondientes resultados.
- Capítulo 6: Conclusiones y posibles enfoques para continuar con el siguiente trabajo bajo estudio.
- Anexos: Información más detallada de otras pruebas llevadas a cabo a lo largo de este estudio.

2. Estado del arte

2.1. Parámetros básicos de una antena

Una antena es un dispositivo metálico capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, y que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio. La antena se diseña para que dichas ondas oscilen a una determinada frecuencia, que encuadrará la antena en una cierta banda de trabajo.

A continuación, se van a analizar una serie de parámetros fijados por el standard del IEEE 145-1973 con los que somos capaces de caracterizar el comportamiento circuital (impedancia, coeficiente de reflexión...) y direccional (directividad, ángulo de observación...) de una antena.

2.1.1. Coeficiente de reflexión

En una línea de transmisión, el coeficiente de reflexión a su entrada se puede definir como:

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad [2.1]$$

Siendo Z_A la impedancia a la entrada de la línea de transmisión y Z_0 su impedancia característica. De esta forma, podemos hacernos una idea del porcentaje de onda incidente que es reflejada.

Dicho coeficiente de reflexión no debe ser confundido con el coeficiente de adaptación, el cual, nos muestra el aprovechamiento de potencia entregada por el generador y viene definido por:

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad [2.2]$$

Donde Z_g representa la impedancia del generador que alimenta dicha línea de transmisión. De esta forma, $\Gamma_A = 0$ indica adaptación de impedancias y, por tanto, máxima transferencia de energía. Remarcar la importancia de diferenciar el hecho de que la existencia de adaptación no implica que no exista onda reflejada, al igual que el hecho de que nuestro coeficiente de reflexión sea nulo no implica la adaptación de impedancias, tal y como se puede apreciar de las variables de las que se obtienen dichos parámetros.

2.1.2. Parámetros S

En redes más complejas, con n puertas, las ondas de potencia incidente (a_k) y las ondas de potencia reflejada (b_k), quedan relacionadas mediante la matriz de parámetros S.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_n \end{bmatrix} \quad S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right|_{a_k=0, k \neq i} \quad [2.3]$$

Donde v_k es la tensión en la puerta k , i_k la corriente entrante al circuito en la puerta k , y Z_{0k} la impedancia de referencia de la puerta k . En la figura 2.1 se encuentran representados los parámetros comentados para un circuito con dos puertas.



Figura 2.1. Representación gráfica parámetros S para red de dos puertas [1]

Los parámetros a_k y b_k , al elevarlos al cuadrado, nos indican la potencia referente a cada puerta, siendo por tanto el significado físico de los parámetros S:

$$|S_{ii}|^2 = \frac{\text{Potencia reflejada en la puerta } i}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i} \quad [2.4]$$

$$|S_{ji}|^2 = \frac{\text{Potencia entregada a la carga de la puerta } j}{\text{Potencia disponible del generador en la puerta } i}, \quad j \neq i \quad [2.5]$$

Llamando por tanto coeficiente de reflexión a los parámetros S_{ii} y coeficiente de transmisión a los S_{ji} .

2.1.3. Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación visual de las características de radiación de la antena, en función de las coordenadas angulares θ ó ϕ . El análisis del diagrama de radiación de una antena viene especificado normalmente en sistema de coordenadas esféricas, es decir, especificado por las coordenadas angulares θ , ϕ y r . No obstante, existen planos de este diagrama para apreciar con más claridad parámetros como:

- Nivel de lóbulos secundarios (SLL, *Side Lobe Level*). Indica la relación de potencia existente entre el máximo (lóbulo principal) y los lóbulos laterales. Lo idóneo es que sea lo más pequeño posible, pues los lóbulos secundarios elevados pueden producir interferencias.
- Ancho de banda del haz principal ($\Delta\theta$). Mide la caída a un cierto nivel, normalmente a 3 dB ($\Delta\theta_{-3dB}$) o bien entre nulos del diagrama ($\Delta\theta_n$). La antena será más directiva cuanto más estrecho se éste.

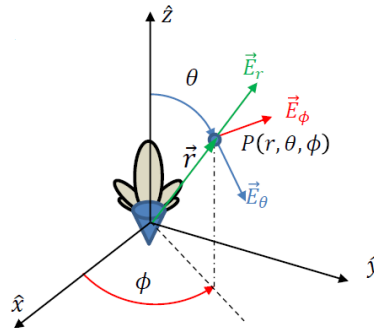


Figura 2.2. Sistema de coordenadas esféricas [2]

Podemos destacar dos planos principales:

- Plano E. El cual contiene el vector de campo eléctrico \vec{E} y la dirección de máxima radiación.

- Plano H. En esta ocasión, dicho vector contiene el vector del campo magnético \vec{H} y su correspondiente dirección de máximo apuntamiento.

2.1.4. Directividad y ganancia

La directividad nos informa de la forma en la que la antena distribuye la potencia radiada en todas las direcciones del espacio y se define de la siguiente manera:

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad [2.6]$$

Donde $U(\theta, \phi)$ indica la intensidad de radiación de la antena bajo estudio y U_{iso} la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radiase la misma potencia P_{rad} .

En el caso de tratarse de un diagrama de radiación de tipo pincel, la directividad D_0 se puede calcular de forma aproximada gracias a los anchos de haz a -3 dB . La directividad está estrechamente relacionada con la ganancia de potencia, $G(\theta, \phi)$, definida como la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada P_{ent} . Este parámetro tiene en cuenta las pérdidas de potencia ocurrientes en los terminales de entrada de la antena, así como la estructura de la misma.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} = \xi_{tot} D(\theta, \phi) \quad [2.7]$$

2.2. Guía de onda rectangular

Una guía de onda es considerada cualquier estructura física capaz de transportar ondas electromagnéticas. Para ser exactos, una guía es un conductor cerrado metálico con un dieléctrico en su interior.

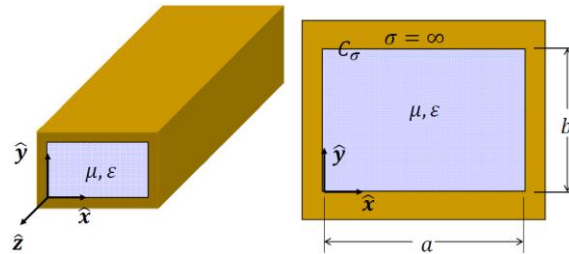


Figura 2.3. Guía de onda rectangular

A partir de las ecuaciones de Maxwell, estableciendo las condiciones de contorno para dicha estructura, es posible obtener los diferentes modos de propagación. La frecuencia de corte de los modos TE_{mn} , TM_{mn} en una guía rectangular inicialmente viene dada por la expresión 2.8:

$$f_c = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad [2.8]$$

La realización de la antena en guía de onda se llevará a cabo con todo lo desarrollado durante este trabajo y se trabajará en banda monomodo, es decir, nos centraremos en el modo fundamental (modo con la frecuencia de trabajo inferior). Este modo es el TE_{10}

para la guía de onda rectangular, siendo por tanto $m = 1$ y $n = 0$. Al ser $n = 0$, la frecuencia de corte vendrá dada únicamente, por la anchura de la guía con la que vayamos a trabajar. He de destacar la dependencia de la raíz de la constante de dieléctrico característica que rellena la guía (ϵ_r) tal y como se puede apreciar en las fórmulas 2.8.

2.3. Antenas de ranura

Dentro de los diferentes tipos de antenas disponibles, prestaremos mayor atención a la topología que posteriormente utilizaremos en la realización de este trabajo. Este tipo de antena se caracteriza por la emisión de su radiación a través de una embocadura o apertura mecanizada en la parte superior de la guía de onda, las cuales se encuentran delimitadas por paredes metálicas.

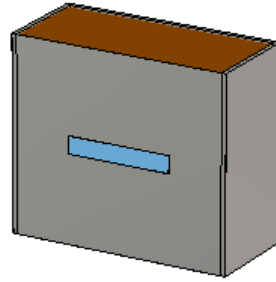


Figura 2.4. Ranura en tramo de guía onda rectangular

En una guía de onda, los campos electromagnéticos excitados dan lugar a unas corrientes superficiales en las paredes de la guía. Al encontrarse en estas paredes a su paso con una discontinuidad en forma de ranura, tratarán de rodearla para proseguir su camino. Este fenómeno será quien dé lugar a la radiación de la antena. Por tanto, se hace fundamental conocer la dirección de las corrientes en las paredes de la guía.

En lo que respecta al ancho de banda, puede ser aumentado ensanchando dicha ranura. No obstante, este recurso es limitado, pues el aumento de la dimensión también hace crecer el nivel de radiación contrapolar.

2.4. Arrays

Un array es una agrupación de elementos radiantes, los cuales se unen para formar una antena con prestaciones superiores a las de un único elemento por separado. El campo eléctrico radiado de esta topología, suponiendo que todos los elementos del array radien de la misma manera, queda definido como:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad [2.9]$$

Es decir, depende del diagrama de radiación del elemento unitario, $\vec{E}_0(r, \theta, \phi)$ y el denominado factor de array, definido como:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad [2.10]$$

Donde A_n representa el coeficiente de alimentación normalizado, \hat{r} el vector de posición unitario de cada punto en el espacio y \vec{r}_n el vector de posición al centro de cada elemento

radiante. Suponiendo un array lineal, con N elementos equiespaciados una distancia d , y dispuestos a lo largo del eje z :

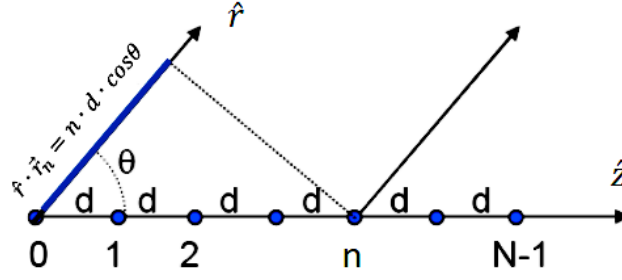


Figura 2.5. Array lineal de N elementos separados a una misma distancia d

Esta información, hace que la expresión anterior, quede reducida a:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j(n \cdot k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha_n)} \quad [2.11]$$

Siendo en esta ocasión, a_n el módulo del coeficiente de alimentación normalizado del elemento n -ésimo, α_n la fase de alimentación, y θ el ángulo que forma el vector de posición del punto a analizar, \hat{r} , con respecto al eje del array (eje z). Se escoge, pues, un desfase progresivo tal que $\alpha_n = n \cdot \alpha$, permitiendo definir por simplicidad la variable ψ .

$$\psi = k_0 \cdot d \cdot \cos\theta + \alpha \quad [2.12]$$

Hay que prestar especial atención a las distancias entre elementos radiantes, ya que, si estos están muy separados o existe un gran desfase entre ellos, el margen visible albergará posibles réplicas del lóbulo principal, llamadas *grating lobes* o lóbulos de difracción. Estas réplicas suponen una radiación muy alta en direcciones distintas de la de apuntamiento de la antena, lo cual puede ocasionar interferencias en otros sistemas.

Otro punto importante de diseño a tener en cuenta consiste en la utilización de amplitudes de alimentación menores en los elementos extremos del array pudiendo reducirse el nivel de lóbulos secundarios. Asimismo, introduciendo un desfase entre elementos, se puede variar la dirección de máxima radiación del array.

3. Diseño

3.1. Consideraciones previas

Antes de comenzar a diseñar cualquier pieza de radiofrecuencia, es necesario tener en cuenta las características para las que se va a realizar dicho componente. En este caso, se llevará a cabo la construcción de bloques de dieléctrico impresos con tecnología 3D, los cuales presentarán las siguientes características:

- Se trabajará en ancho de banda monomodo, comprendido de $4.17\text{ GHz} < f < 8.33\text{ GHz}$ para un $\epsilon_r = 2.48$ (calculado durante este trabajo para una densidad de material ABS del 100%) y $6.57\text{ GHz} < f < 13.12\text{ GHz}$ para el aire ($\epsilon_r = 1$). Concretamente, el rango de frecuencias estará comprendido desde los 7 GHz hasta los 9 GHz , fijando por tanto la frecuencia central de diseño a $f_0 = 8\text{ GHz}$. Las propiedades de los materiales bajo estudio se centrarán en el análisis de esta frecuencia, ya que tanto los valores de la constante dieléctrica como de la tangente de pérdidas, son dependientes de la frecuencia.
- Los bloques de dieléctrico serán introducidos en una sección de guía de onda mecanizada en aluminio ya disponible en el laboratorio *RFCAS* de la *Escuela Politécnica Superior (UAM)* con dimensiones del estándar WR-90 y longitud 64 mm , para llevar a cabo su caracterización. Las dimensiones de este estándar son *ancho* = 10.16 mm y *largo* = 22.86 mm .
- Se fabricarán bloques de material dieléctrico impreso en 3D con el que rellenar la guía.

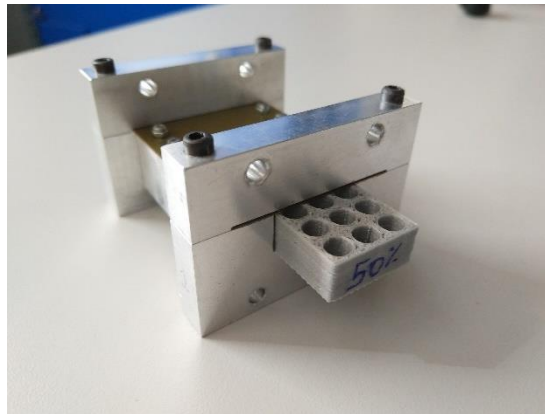


Figura 3.1. Bloque de dieléctrico con cavidades siendo introducido en guía WR-90 para ser medido

- Para diseño y simulación electromagnética de todas las piezas se utilizará el software *CST Microwave Studio*. Para llevar a cabo las simulaciones, se han insertado tramos de aire antes y después del dieléctrico (figura 3.2) de longitud λ_g , para que la impedancia del puerto se corresponda con la de la calibración en la medida, y así poder reproducir los resultados experimentales en la simulación. No obstante, para el caso de la fase ($\angle|S_{21}|$), esto no será necesario, ya que la longitud de dichos bloques de aire altera los resultados de la simulación a frecuencias distintas de la central de trabajo, debido a que fuera de ésta los bloques de aire no miden λ_g .

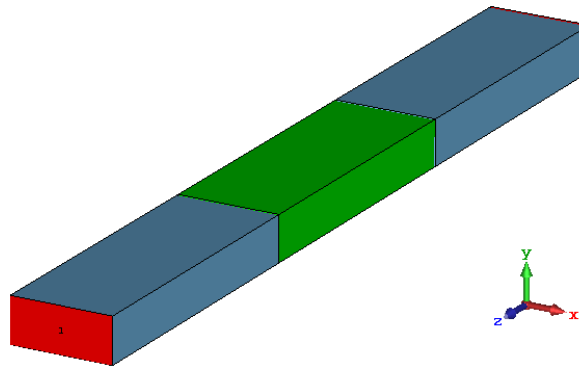


Figura 3.2. Bloque de dieléctrico listo para simular en CST. Bloques azules con la constante dieléctrica del aire y bloque verde con la constante dieléctrica del material a imprimir

- Para la generación de los archivos con la configuración de la impresora (archivos con extensión .gcode) se utilizará *Ultimaker Cura*, programa que convierte el modelo 3D de la pieza a construir en un fichero de instrucciones de fabricación interpretable por la impresora 3D.
- La impresora utilizada será el modelo *Ultimaker 2*.
- Los materiales utilizados para la construcción de piezas y su posterior caracterización serán:
 - ABS (Acrylonitrile Butadiene Styrene)
 - PLA (Polylactic Acid)

Las características de dichos materiales ofrecidas por las hojas técnicas del fabricante [3] constan de los datos de la tabla 3.2.

Especificaciones del filamento	PLA	ABS
Diámetro	$2.85 \pm 0.1 \text{ mm}$	$2.85 \pm 0.1 \text{ mm}$
Desviación de redondez máxima	0.10 mm	0.10 mm
Peso neto del filamento	$350 \text{ g} / 750 \text{ g}$	750 g
Longitud del filamento	$\sim 44 \text{ m} / \sim 95 \text{ m}$	$\sim 107 \text{ m}$

Tabla 3.1. Comparación especificación de filamento PLA vs. ABS

- Se utilizarán los parámetros S para realizar la caracterización de estos materiales, al comparar los valores obtenidos con un barrido realizado en *CST* de las variables constante dieléctrica y tangente de pérdidas.

Además de todas estas consideraciones, será necesario tener en cuenta los puntos críticos que puedan surgir a lo largo del diseño de estos componentes, los cuales, el diseñador tendrá que ajustar teniendo en cuenta los parámetros de diseño.

3.2. Densidades

Una vez se haya caracterizado experimentalmente las propiedades dieléctricas del material, se probará a disminuir su densidad para modificar dichas propiedades. El objetivo será reducir la constante dieléctrica del material, y para ello será necesario reducir su densidad insertando cavidades de aire en su interior, conformando un material inhomogéneo (plástico y aire) que posteriormente se deberá comportar como si fuese otro material homogéneo de menor constante dieléctrica. La impresora permite seleccionar la densidad de material que empleará para la fabricación de la pieza. A menor densidad,

mayor proporción de aire tendrá la pieza, lo cual repercutirá en las propiedades dieléctricas de la misma, principalmente reduciéndose la constante dieléctrica (ϵ_r), que tenderá a 1 (la del vacío).

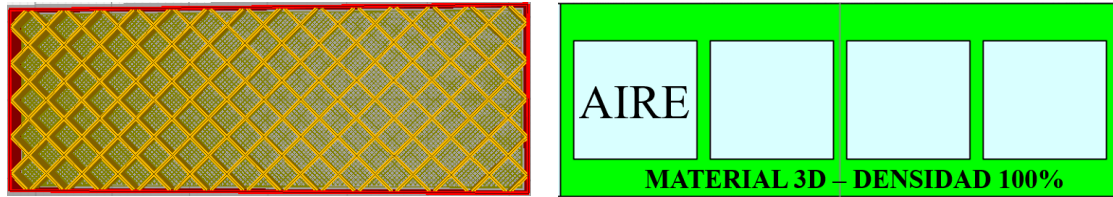


Figura 3.3. Cavidades realizadas por defecto por Cura para una pieza de densidad 25% (izq.) VS. Una pieza con cavidades cuadradas para lograr esa misma densidad (der.)

La densidad de material que deposite la máquina, así como multitud de otros parámetros de fabricación, se han determinado en el programa *Ultimaker Cura*. Si bien, las densidades aplicadas han sido 5% – 10% – 15% – 20% – 25% – 50% – 75% – 100%.

3.3. Cavidades

Una vez caracterizadas las diferentes densidades facilitadas por *Cura*, nos centraremos en conseguir replicar dichos porcentajes introduciendo cavidades de manera controlada en el bloque macizo que rellena la sección de guía de onda, para posteriormente, controlar las propiedades radioeléctricas ofrecidas.

Para que el material perforado sea lo más homogéneo posible la inserción de cavidades en los bloques siempre se ha realizado a una distancia equidistante entre ellas en ambas direcciones, tratando que la retícula de cavidades que se coloca sea lo más regular posible, para, de esta forma no dañar o perjudicar el modo fundamental de propagación con el que estamos trabajando, comportándose como si se transmitiese por un medio homogéneo de una determinada constante dieléctrica. Para ello, estas cavidades deberán ser bastante menores que la longitud de onda a la frecuencia de trabajo.

No obstante, se realizará un estudio sobre las variaciones presentes al trabajar con combinaciones asimétricas [4].

Se han utilizado cuatro clases de configuraciones:

- Cavidades de sección circular con radio constante.
- Cavidades de sección cuadrada.
- Cavidades de sección circular con radio ascendente y descendente.

3.3.1. Combinaciones de cavidades

Para mantener una estética y características comunes entre todas las cavidades diseñadas, se ha creado un algoritmo en *Matlab*, disponible en el anexo F. *Cavidades con radio constante*, el cual necesita como parámetros:

- Dimensiones del bloque a realizar las cavidades (largura, anchura y profundidad).
- Densidad que se desea lograr (al realizar dichas cavidades).
- Espacio mínimo entre cavidades (fijado por defecto a 1 mm). Debido a límites físicos de la impresora durante el proceso de fabricación.

Al ejecutar este script, la salida nos presenta todas las posibles combinaciones de cavidades que podemos realizar para conseguir la densidad seleccionada. Dicha salida consta de:

- Número de cavidades a lo largo de la pieza.
- Número de cavidades a lo ancho de la pieza.
- Radio de cada cavidad.
- Distancia desde el centro de una cavidad hasta su contigua (tanto en largo como en ancho).
- Coordenadas del centro de cada cavidad con respecto al punto central del bloque de dieléctrico para su diseño en *CST Microwave Studio*.

Dicho algoritmo se ha ejecutado a la hora de realizar todas las combinaciones de piezas que comentaremos más adelante. Las combinaciones generadas para otras formas de cavidades consistieron en una pequeña variación de este script.

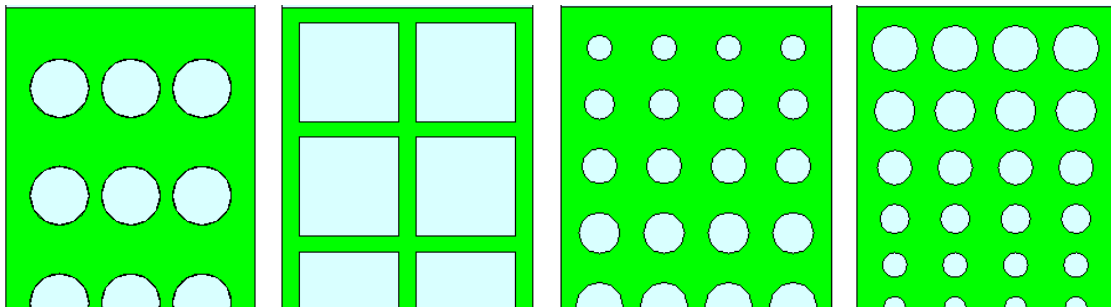


Figura 3.4. Diferentes formas geométricas de cavidades trabajadas

3.4. Preparación para imprimir

El último paso en el diseño de los bloques de dieléctrico consiste en su puesta a punto para impresión. Para ello, nos hemos servido de la opción de exportar de *CST* para generar el archivo con el modelo 3D (formato .stl) y posteriormente importarlo en el programa final, *Ultimaker Cura* en el cual, ajustaremos la configuración con la que deseamos imprimir la pieza y generaremos el archivo con extensión .gcode, archivo a leer por la impresora.

Las características principales establecidas para el diseño de los bloques en dicho programa han sido:

- Profile: Fine – 0.1 mm. Espesor con el que será impreso el material (proporciona mayor o menor precisión).
- Quality
 - Layer Height: 0.1 mm. Altura de cada capa de impresión.
 - Infill Line Width: 0.4 mm. Anchura de la línea que crea el mallado interno.
- Shell
 - Wall Thickness: 0.4 mm. Anchura del mallado interno.
 - Top/Bottom Thickness: 0.8 mm. Anchura de la capa inferior y superior.
- Infill
 - Infill Density: Especificada en sección 3.2. Densidad de la pieza a imprimir.
- Speed

- Print Speed: Especificada en tabla 3.2. Velocidad con la que se expulsa el material.
- Travel Speed: Especificada en tabla 3.2. Velocidad con la que se desplaza el extrusor (pieza encargada de depositar el material).
- Build Plate Adhesion
 - Build Plate Adhesion Type: Skirt. Patrones posibles para mejorar la adherencia de la pieza a la superficie de impresión.

*Las características mencionadas previamente, se han indicado en el lenguaje establecido por defecto en el programa para evitar malentendidos.

3.5. Velocidad de impresión

Por otra parte, una de las características que fueron modificadas para estudiar su repercusión tanto a nivel de precisión durante la construcción, como para el valor del dieléctrico obtenido, fue la velocidad de impresión, utilizando las siguientes combinaciones:

Velocidades de impresión		
Combinación	Print Speed [mm/s]	Travel Speed [mm/s]
1	60	120
2	20	40

Tabla 3.2. Velocidades de impresión

3.6. Antena

Una vez analizadas las características que nos ofrecen dichos materiales y validadas de manera experimental, se aplicará toda la información recopilada para la realización de un caso práctico. En este caso, se llevará a cabo un diseño de antena en guía de onda rectangular rellena de dieléctrico, verificando experimentalmente que los resultados obtenidos corresponden con lo esperado por las simulaciones, donde se ha incluido la caracterización previa del material. La antena será un array lineal de 7 ranuras radiantes y la alimentación será por onda progresiva.

Las consideraciones previas a la construcción de la antena serán las siguientes:

- Misma banda de frecuencia de trabajo que la indicada previamente para los bloques de dieléctrico ($7\text{ GHz} < f < 9\text{ GHz}$). Por tanto, banda monomodo de trabajo comprendido de $4.17\text{ GHz} < f < 8.33\text{ GHz}$ para un $\epsilon_r = 2.48$ (calculado durante este trabajo para densidad 100% material ABS) y $6.57\text{ GHz} < f < 13.12\text{ GHz}$ para el aire ($\epsilon_r = 1$).
- La antena, se construirá sobre una guía de onda WR-90, con las mismas dimensiones, por tanto, que las comentadas en la sección 3.1.
- Longitud de la guía: 182.68 mm . Esta dimensión viene prefijada debido a la utilización de una guía de onda mecanizada en aluminio existente en el laboratorio del equipo *RFCAS* de la *EPS*.
- La guía está mecanizada en aluminio salvo por la cara superior, definida por cobre de un sustrato donde fueron mecanizadas las ranuras. Sus características se indican a continuación:
 - *Taconic RF-35 (loss free)*. Disponible en las librerías de materiales del software de diseño y simulación *CST Microwave Studio*.

- Cobre con un espesor de 0.018 mm .

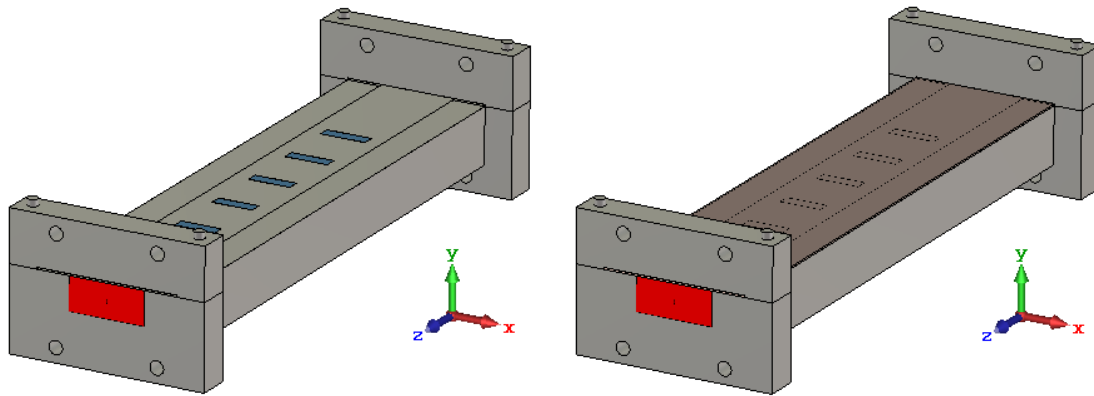


Figura 3.5. En la parte izquierda antena en guía de onda rectangular WR-90 con sustrato oculto en CST. En la parte derecha, estética real de la antena utilizada bajo estudio.

- El dieléctrico para el que se diseñará la antena será de $\epsilon_r = 2.48$, es decir, el valor obtenido de constante dieléctrica para una densidad de 100% en material ABS.
- La polarización de la antena será lineal.
- La alimentación de todas las ranuras se realizará de manera uniforme en amplitud, para conseguir la mayor directividad posible.
- La distancia entre ranuras será de $3\lambda_g/4$ y dicha distancia vendrá regida por el ϵ_r característico de la configuración de cada bloque y el tamaño de la guía de onda con la que trabajaremos. Esta distancia, ha sido utilizada para intentar minimizar las reflexiones internas en la guía, provocadas por las discontinuidades que suponen las ranuras. No obstante, producirá un desfase progresivo entre elementos y por tanto la dirección de apuntamiento del array será distinta de *broadside* (dirección de apuntamiento 0°).

El tamaño de las ranuras vendrá prefijado por los parámetros de acoplamiento, los cuales, nos indicarán la relación de potencia que se radia teniendo en cuenta la energía reflejada y la transmitida por el puerto de salida.

4. Desarrollo

4.1. Caracterización de los materiales PLA y ABS.

Para poder trabajar y realizar experimentos con las diferentes configuraciones posibles que nos facilita la impresión 3D, es un requisito fundamental la caracterización de los materiales a emplear. En este caso, nos hemos centrado en la caracterización de los materiales PLA y ABS. Para ello, se comenzó construyendo bloques con diferentes densidades:

- 5% - 10% - 15% - 20% - 25% - 50% - 75% y 100%

Todas ellas, establecidas con la configuración del programa *Cura* y con las características comentadas en el apartado 3.4-*Preparación para imprimir*. Una vez impresos, se midieron para poder obtener los parámetros *S* característicos de cada densidad y posteriormente, averiguar la constante dieléctrica que presente.

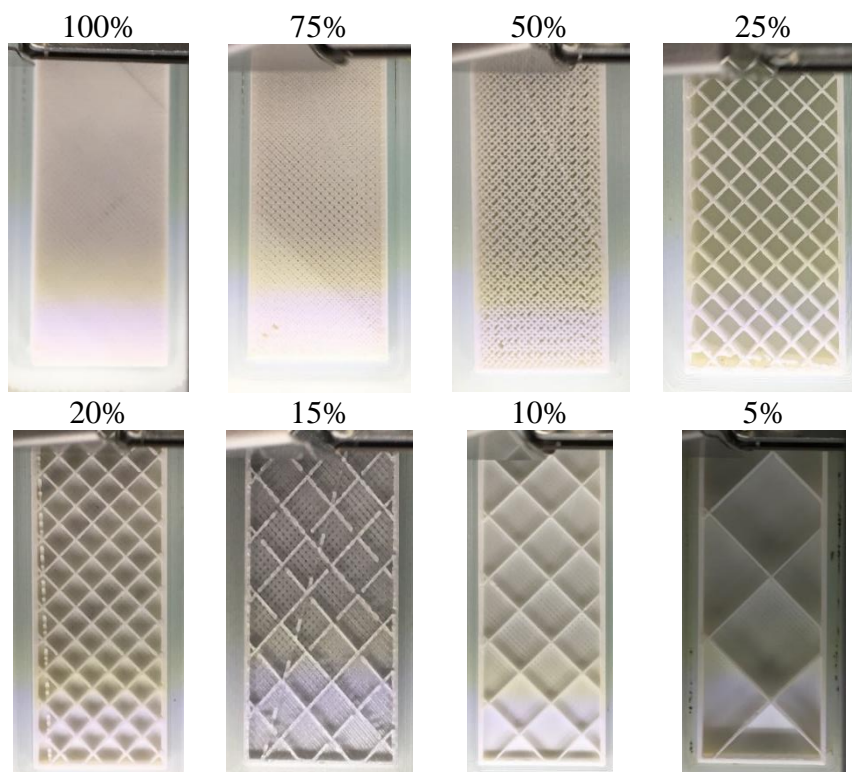


Figura 4.1. Mallado en proceso de construcción con ABS

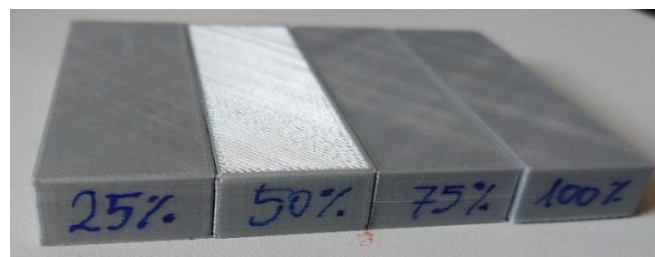


Figura 4.2. Bloques PLA impresos a diferentes densidades

Una vez fabricados los bloques de dicho material, se procedió a la medida de los parámetros-S de cada uno. Para ello, se introdujeron en una guía de onda rectangular con dimensiones WR-90 tal como se puede apreciar en la figura 3.1 y se produjo a su medición.

4.1.1. Caracterización Er

A continuación, se lanzó un barrido en CST variando la constante dieléctrica ϵ_r del bloque de dieléctrico bajo estudio para ajustar las curvas de parámetros S de la simulación frente a las obtenidas en la medida.

Finalmente, se comparó, teniendo en cuenta el margen de error que podemos poseer por imprecisiones de la impresora y otros factores, como las temperaturas involucradas en la fabricación (100° para la plataforma de impresión) por las que las piezas pueden sufrir variaciones dimensionales, que pueden hacer por ejemplo que entren con dificultad en la guía de onda. Asimismo, variaciones en la longitud del bloque afectarán principalmente a la fase del parámetro de transmisión S_{21} .

En los anexos A.1 y B.1, se puede observar la comparación entre los resultados obtenidos del barrido en simulación frente a los valores obtenidos al medir cada pieza de dieléctrico, pudiendo averiguar de esta forma la constante dieléctrica característica de cada densidad.

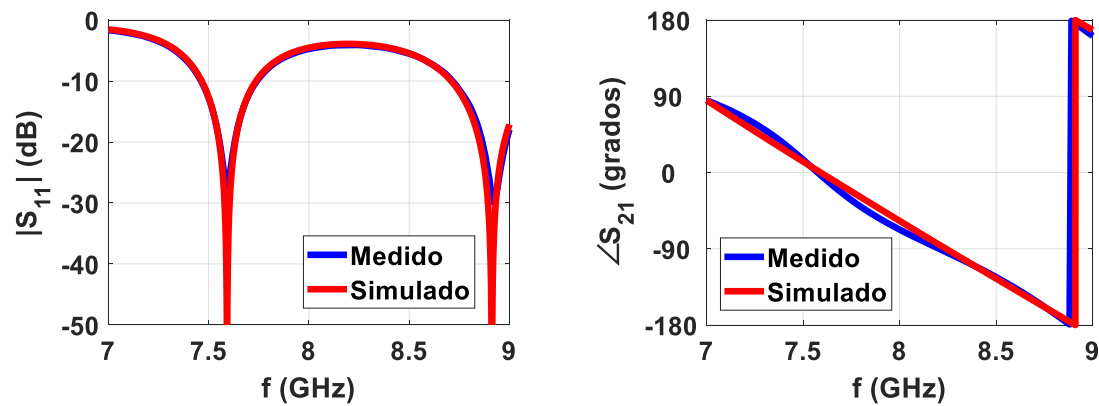


Figura 4.3. Ejemplo de caracterización de ϵ_r de ABS para densidad 100%

Aunque se presente la comparación en todo el ancho de banda en el que se está trabajando, en el caso de la comparativa en fase del parámetro S_{21} , se ha centrado la atención en la frecuencia central de trabajo, es decir, $f_0 = 8 \text{ GHz}$. El error de fase comentado se debe principalmente al encogimiento de la pieza en largura. Esta diferencia de fase puede obtenerse de la ecuación de propagación de una onda [1] de tensión (4.1) donde γz representa el desfase obtenido a una distancia z .

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad [V] \quad [4.1]$$

Como se puede apreciar y se ha comentado previamente, los valores obtenidos aun presentando pequeñas diferencias en fase y frecuencia de resonancia son un punto intermedio de las respuestas disponibles de las simulaciones de los diferentes ϵ_r frente a las medidas obtenidas, teniendo en cuenta un pequeño margen de error. No obstante, cabe destacar la dificultad para caracterizar el material en densidades más bajas. Esto se debe a la diferencia de mallado interno, el cual, aumenta progresivamente generando un material altamente inhomogéneo, pues las cavidades de aire son de tamaño comparable a

la longitud de onda, y por tanto no puede equipararse el funcionamiento electromagnético de este bloque al de otro homogéneo con una cierta ϵ_r .

Los resultados de caracterización mostrados en la tabla 4.1 (ABS.1) se realizaron con una velocidad de impresión de 60 mm/s y una velocidad de trazado de 120 mm/s tal y como se indicó en la tabla 3.2 (combinación 1).

Posteriormente, se construyeron tres nuevos bloques de diferentes densidades (100% - 50% y 20%) con velocidad de impresión de 20 mm/s y velocidad de trazado de 40 mm/s debido a que, durante el proceso de fabricación, se observó que en algunas zonas el material no se adhería correctamente y que quedaban espacios de aire internos, por lo que se decidió hacer la impresión más despacio para asegurar una buena calidad de fabricación. La variación de ϵ_r obtenido se encuentra recogido en la tabla 4.1 (ABS.2).

4.1.2. Tangente de pérdidas

Para calcular el valor de la tangente de pérdidas de cada material se realizó un procedimiento muy similar al llevado a cabo para la caracterización de la constante dieléctrica. Para ello, en esta ocasión, en vez de realizar un barrido de la constante dieléctrica, se realizó con la tangente de pérdidas del material.

Los pasos siguientes son idénticos a los comentados anteriormente, pero prestando más atención a la transmisión (S_{21}). Las figuras de las comparaciones con las que se obtuvieron los resultados finales pueden ser encontradas en los anexos A.2 y B.2.

A modo de resumen, se concentra toda la información obtenida sobre los dos materiales analizados PLA y ABS en la tabla 4.1.

	Den. [%]	100	75	50	25	20	15	10	5
PLA	ϵ_r	2.44	1.77	1.69	1.44	1.44	1.25	1.3	1.24
	$\tan \delta$	0.0056	0.0034	0.0038	0.003	-	-	-	-
ABS.1.	ϵ_r	2.27	1.95	1.71	1.52	1.42	1.38	1.3	1.25
	$\tan \delta$	0.0039	0.0036	0.0034	0.0029	-	-	-	-
ABS.2.	ϵ_r	2.48	-	1.82	-	1.5	-	-	-
	$\tan \delta$	0.0045	-	0.0032	-	0.0029	-	-	-

Tabla 4.1. Resumen valores medidos de ϵ_r y $\tan \delta$. ABS.1 Con velocidad de trazado 60 mm/s y ABS.2 con velocidad de trazado 20 mm/s

En lo que respecta a la tangente de pérdidas, no ha sido caracterizada para los bloques de los porcentajes comprendidos entre el 20% y el 5%. Esto se debe, a que, debido a su alta inhomogeneidad, se excluyó este rango del experimento, centrándonos en porcentajes más altos los cuales era posible caracterizar con exactitud. Todo esto se encuentra explicado con más detenimiento en la sección 4.2 *Comparación PLA vs. ABS*.

4.2. Comparación PLA vs. ABS

Una vez caracterizados ambos materiales, se realizó una comparativa para decantarse por el uso de uno de ellos principalmente durante los siguientes pasos en la investigación. Para ello, se realizó una comparativa generalizada entre los resultados obtenidos en valores de ϵ_r y constante de pérdidas ($\tan \delta$).

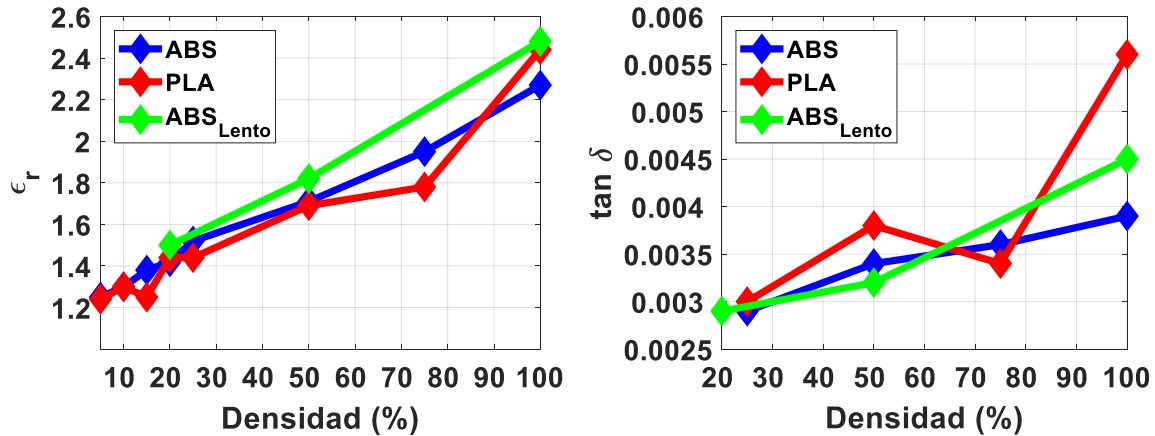


Figura 4.4. Valores obtenidos de ϵ_r y $\tan \delta$ para PLA y ABS

Como se puede observar, tras comparar los resultados obtenidos de valores de constante dieléctrica de ambos materiales, era sencillo apreciar que ABS permitía tener un control más exhaustivo del posible valor de ϵ_r a obtener dependiendo de la densidad, al presentar prácticamente en todas las densidades posibles una regresión lineal. Sin embargo, PLA presentaba unos cambios muy bruscos entre densidades, principalmente en las regiones superiores e inferiores, por ello, se construyeron de nuevo ambas piezas de densidades más altas, garantizando que no se hubiese cometido ningún error durante su fabricación o caracterización. Desgraciadamente, los datos obtenidos eran verídicos.

A continuación, se compararon los valores obtenidos para la constante de pérdidas de ambos materiales para asegurarnos de que estábamos eligiendo el material que realmente nos sería más favorable en la creación de nuevos componentes a posteriori.

Tras contrastar resultados, es posible apreciar claramente que la constante de pérdidas obtenida en ABS presentaba también un comportamiento prácticamente lineal, por lo que definitivamente, se continuó la investigación con este material.

Cabe aclarar, que, a la hora de construir, este material nos proporcionó menos problemas, consiguiendo piezas más precisas y con una calidad superior a la obtenida con PLA.

4.3. Diseño de cavidades para la modificación de las características del material

En el apartado anterior se ha realizado un estudio experimental de las propiedades eléctricas de los materiales de impresión y su variación con distintas densidades de fabricación. Ahora se va a proceder a modificar las propiedades de estos materiales de manera más controlada, mediante el diseño de cavidades de aire para su inserción en el material dieléctrico. Nuevamente, se busca reproducir las propiedades de un hipotético material homogéneo de una determinada constante dieléctrica. Para ello, sobre una pieza de densidad 100%, se introdujeron cavidades con diferentes formas geométricas. El objetivo que se perseguía era conocer la repercusión que tendrían las variaciones de dichas formas en:

- Adaptación.
- Transmisión.
- Intensidad de campo eléctrico.
- Desfase generado.

Para comenzar, se intentó replicar con diferentes combinaciones de cavidades la respuesta de las diferentes densidades analizadas hasta ahora (figura 4.5), es decir, las densidades generadas con *Cura*.

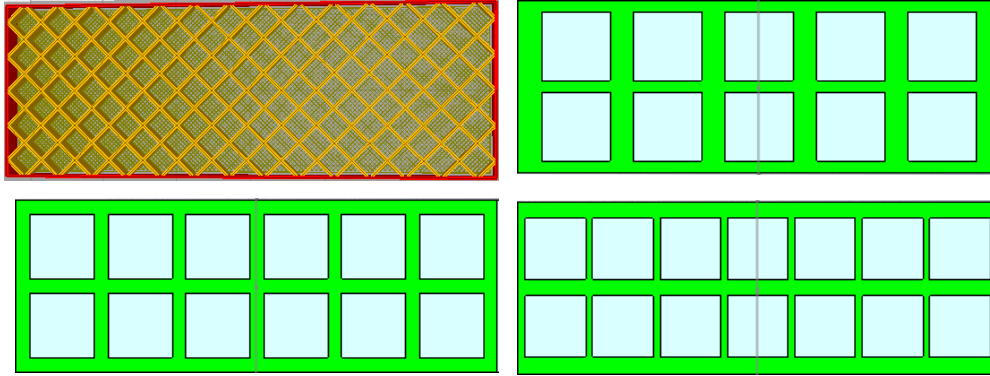


Figura 4.5. Izquierda parte superior, mallado realizado por Cura para pieza de densidad 50%. Resto de piezas, diferentes combinaciones cuadradas para obtener mismas propiedades que la densidad 50% previamente nombrada

Para llevar a cabo dichas combinaciones, se crearon cavidades con diferentes formas geométricas que introducían el porcentaje a requerir de aire para lograr el porcentaje de dieléctrico deseado, analíticamente:

$$\text{Volumen total de la pieza de dieléctrico} = V \quad [4.2]$$

$$\text{Volumen de masa impresa requerido según densidad deseada} = x \quad [4.3]$$

$$\text{Volumen de aire a introducir} = V - x \quad [4.4]$$

Una vez que se conocía el porcentaje de aire a introducir en la pieza dependiendo de la forma geométrica elegida para las cavidades de aire, se calculó el volumen que debería tener cada cavidad y se generaron las cavidades necesarias. Estos cálculos fueron realizados de manera automática por los scripts disponibles en el anexo F.

Antes de entrar en más detalle sobre las pruebas realizadas con cada forma geométrica, se realizó un breve estudio de adaptación en el que se intentó apreciar cuál era la forma que presentaba mejores resultados (figura 4.6). Ambas piezas presentaban la misma configuración ($f = 3$; $c = 6$) y densidad 50%, pero con su respectiva forma geométrica.

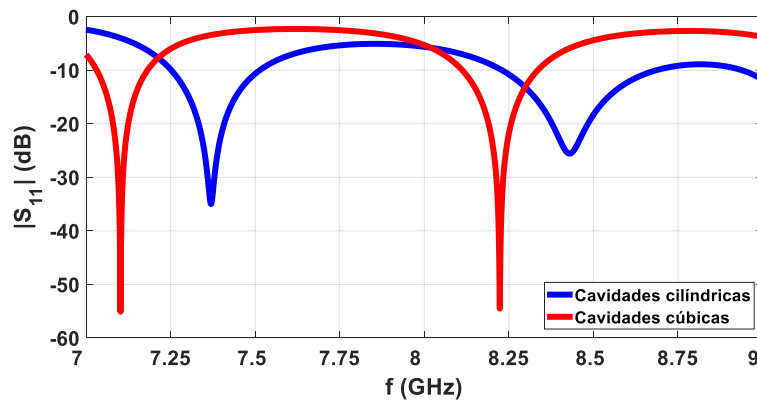


Figura 4.6. Comparación cavidades cilíndricas VS. cúbicas

Finalmente, debido a la diferencia apreciada, se enfocó el trabajo a formas cilíndricas, ya que como había esperar, al confrontarse el modo de propagación TE₁₀ con una superficie que realizaba la transición de un dieléctrico a otro más suavemente, la adaptación era mejor. No obstante, posteriormente se llevaron a cabo más pruebas con ambas formas geométricas, donde se apreció que al cambiar las configuraciones internas cilíndricas, éstas, presentaban una respuesta más similar entre ellas que las combinaciones cúbicas.

Sin embargo, estas formas geométricas, presentaban una desventaja. Debido a la forma de los cilindros, no era posible conseguir porcentajes por debajo del 40%, por lo que los estudios llevados a cabo para densidades inferiores a dicho porcentaje se realizaron con cavidades cúbicas.

4.3.1. Cúbicas

Dado que la forma del mallado por defecto de *Cura* y, por tanto, con la que se había estado trabajando hasta ahora era cuadrada, ésta, fue la primera opción por la que se optó.

Para comenzar, se lanzó el script creado en *Matlab* (F.2.) el cual nos facilitada todos los datos necesarios para el diseño de las cavidades cuadradas a partir de una determinada densidad.

En concreto, se utilizó para las densidades del 50%, 25% y 10%. Básicamente, se intentó ver las características que presentaban estas configuraciones para porcentajes muy bajos, los cuales eran más complicados de controlar e imposibles de obtener con formas circulares. Para el caso del 50% las configuraciones posibles eran las siguientes:

Comb.	Col.	Filas	X max	X min	Sig. Cav. X	Z max	Z min	Sig. Cav. Z
1	4	2	10.32	0.56	10.87	27.01	17.25	14.75
2	5	1	5.71	-5.71	0	30.84	19.43	12.57
3	5	2	9.85	0.79	10.64	28.88	19.82	12.18
4	6	2	9.49	0.97	10.46	30.16	21.64	10.36
5	7	2	9.21	1.11	10.32	31.09	22.99	9.01

Tabla 4.2. Combinaciones cavidades cuadradas densidad 50%

En el ejemplo de la figura 4.7, se puede observar un ejemplo de configuración de dos filas por cinco columnas (combinación 3 de la tabla 4.2). Las coordenadas indicadas en la tabla se llevan a cabo suponiendo que el centro de coordenadas se encuentra justamente en el centro del bloque de dieléctrico, tal y como se aprecia en la figura 4.7, donde los números indican:

1. Coordenada X máxima (Xmax)
2. Coordenada X mínima (Xmin)
3. Coordenada Z máxima (Zmax)
4. Coordenada Z mínima (Zmin)
5. Centro desde el que se toma la coordenada para la siguiente cavidad.
6. Siguiendo cavidad en eje X (Sig. Cav. X)
7. Siguiendo cavidad en eje Z (Sig. Cav. Z)

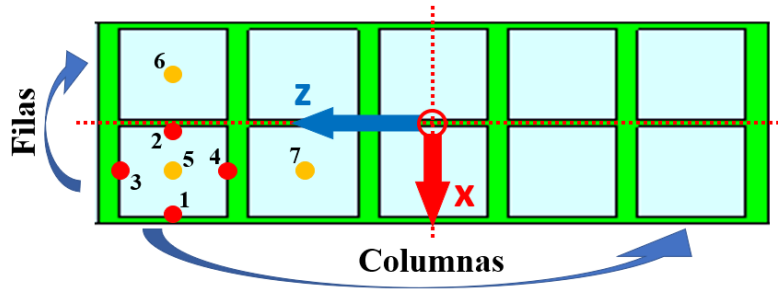


Figura 4.7. Ejemplo cavidades cuadradas densidad 50%

Pues bien, al realizar la simulación de todas las posibles combinaciones mencionadas para las combinaciones de 50%, los resultados obtenidos fueron los siguientes:

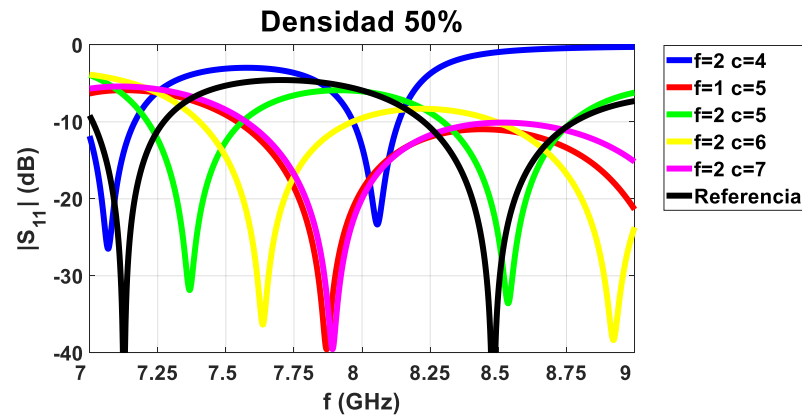


Figura 4.8. $|S_{11}|$ combinaciones 50% cavidades cuadradas

Donde ' c ' indica el número de cavidades a lo largo de la pieza (*Col.*) y ' f ' el número a lo ancho (*Filas*). Como se puede observar, no tienen estabilidad alguna los resultados obtenidos, es decir, tanto los resultados entre combinaciones, como su comparación con la simulación de referencia para dicha densidad (simulación con la que se caracterizó la densidad del 50%, indicada en negro en la figura 4.8 y 4.9), son muy distintos.

Los resultados obtenidos para el parámetro $|S_{21}|$ de cada configuración fueron también completamente dispares, por lo que no se considera necesario su representación. No obstante, se realizó la misma operación para densidades inferiores manteniendo la forma geométrica cuadrada.

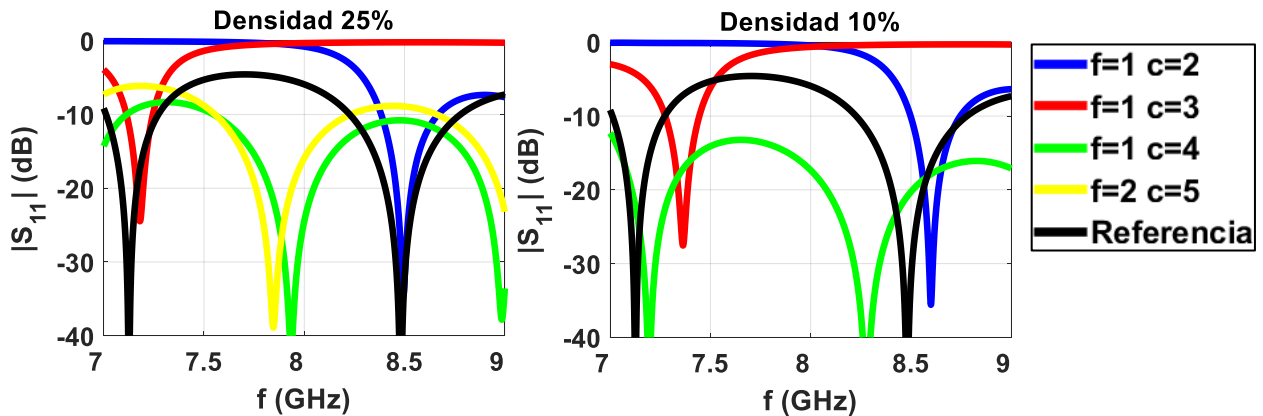


Figura 4.9. $|S_{11}|$ Izq. combinaciones 25% cavidades cuadradas y der. $|S_{11}|$ combinaciones 10% cavidades cuadradas

Como cabía esperar, al reducir aún más la densidad, los resultados fueron cada vez más dispares, y, por tanto, más difíciles de equiparar estas estructuras a un material homogéneo de una cierta ϵ_r por lo que, llegado a este punto, se dejó de intentar llegar a algún punto beneficioso con dichas densidades y se centró el estudio en densidades mayores. Estas densidades más altas, serán analizadas junto con las formas circulares en el punto 4.3.2. *Cilíndricas*.

4.3.2. *Cilíndricas*

Una vez llegados a este punto, vamos a analizar exhaustivamente cuales son las mejores características que podemos lograr con la forma geométrica que mejores resultados ha ofrecido y con la que se ha realizado la mayor parte del estudio.

Durante la ejecución de este proyecto, se le han realizado numerosas pruebas a los bloques de dieléctrico con cavidades cilíndricas con el fin de obtener una pieza con la que pudiésemos modificar el modo en el que opera un componente de radiofrecuencia con los menores costes y trabajo posible. Entre las pruebas realizadas, encontramos:

- Pruebas de simetría transversal, es decir, en la dirección en la que la onda incide sobre la estructura. Donde se han analizado las repercusiones que tiene una cavidad al variar su posición, radio, distancia de puntos críticos y al aumentar el número de estas.
- Pruebas de simetría longitudinal. Muy similares a las pruebas comentadas en el punto anterior pero esta vez ejecutadas a lo largo del bloque.
- Mantener la configuración de 3 *filas* x 6 *columnas* e ir variando el radio hasta llegar al solapamiento entre cavidades, caracterizando el ϵ_r obtenido en cada combinación.
- Estudiar el desfase alcanzable al mantener una configuración, pero variando el radio de sus cavidades para conseguir diferentes densidades.
- Mismo estudio que en el punto anterior, pero, en este caso, manteniendo fija la distancia entre cavidades.
- Caracterización de las posibles combinaciones ofrecidas para una densidad.

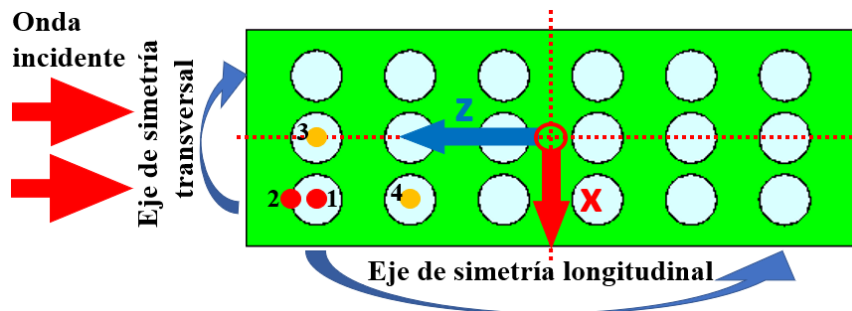


Figura 4.10. Ilustración simetría transversal y longitudinal y explicación parámetros de diseño de cavidades circulares dado por el script del anexo G.1

4.3.2.1. *Estudio de distintas combinaciones de cavidades para un mismo volumen de aire en ABS*

Uno de los puntos más llamativos sobre el estudio de la inserción de cavidades, se ha enfocado en el estudio del ϵ_r obtenible a partir de las diferentes configuraciones que podemos obtener para una misma densidad. Durante la realización de este estudio, tal y como se explicó previamente en la sección de diseño, todas las combinaciones se han

creado ejecutando el algoritmo disponible en el anexo *F.1* el cual, proporciona todos los datos necesarios para su implementación en *CST*. Estos parámetros pueden ser observados de manera gráfica en la figura 4.10 siendo:

1. Centro de la primera cavidad con respecto a su punto central (Z centro y X centro)
2. Radio de la cavidad (Radio)
3. Coordenada de la siguiente cavidad en el eje x (Siguiendo X)
4. Coordenada de la siguiente cavidad en el eje z (Siguiendo Z)
5. Número de cavidades a lo largo (Columnas)
6. Número de cavidades a lo ancho (Filas)

En este apartado, se va a ilustrar la estabilidad que presentan dichas cavidades a la hora de intentar lograr un ϵ_r determinado. Este estudio ha sido realizado para las posibles configuraciones disponibles de los porcentajes de 75% y 50%. Para ello, se lanzó el script y se obtuvieron un total de 92 y 7 posibles configuraciones respectivamente. En el caso del 75% al presentar una amplia variación de posibilidades, se simularon únicamente 34 de manera intercalada sobre la cantidad total. No obstante, se mantuvo su número de posición de salida del algoritmo, es por ello, que en la figura 4.13 se muestran en el eje x 92 valores.

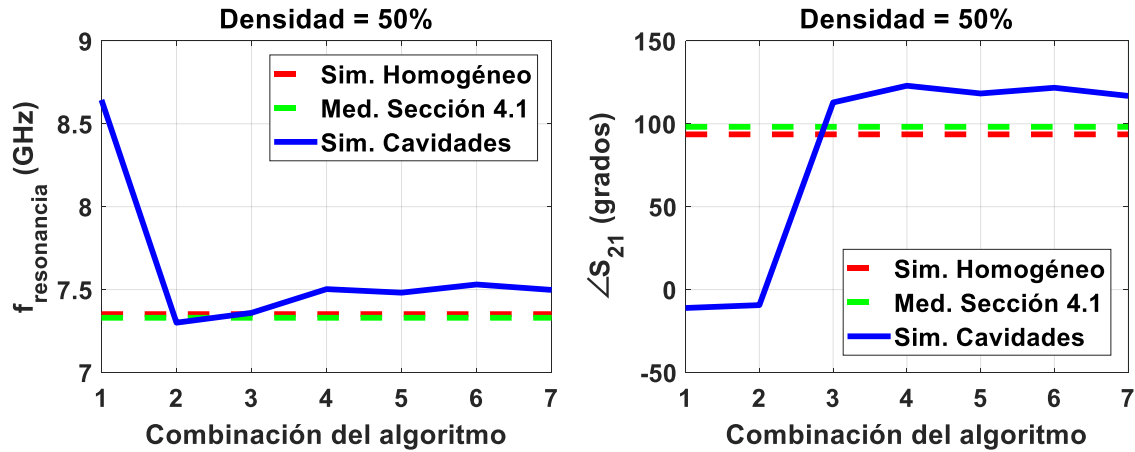


Figura 4.11. Resultados simulados de cada combinación de cavidades para el 50%

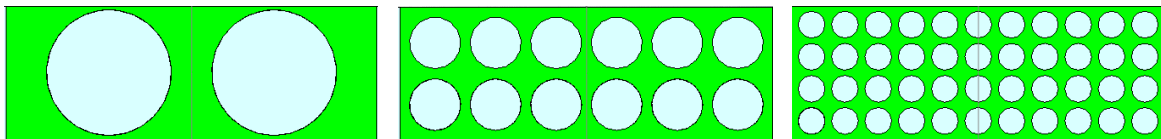


Figura 4.12. Tres de las posibles combinaciones para la densidad del 50%

Los resultados mostrados en la figura 4.12 se corresponden con la frecuencia de resonancia y la fase obtenida en la simulación de cada combinación de cavidades de la densidad 50%. En línea roja discontinua, se muestra el valor que presenta la simulación en la que se caracterizó dicho porcentaje (Sim. Homogéneo) y en verde, el valor obtenido en la medida (Med. Sección 4.1) con la densidad definida por *Cura*, y cuyos resultados se presentaron en la Sección 4.1. Como se puede observar, las combinaciones presentan cierta estabilidad tanto en valores de frecuencia de resonancia como de fase, aunque éstos no se ajusten por completo a los valores obtenidos como referencia (medido y simulado), excepto al principio, donde al tener muy pocas cavidades, la respuesta obtenida es completamente diferente (ejemplo en la figura 4.12 primera imagen de la izquierda).

Se puede observar que conforme aumenta el número de cavidades (y en consecuencia disminuye su tamaño), la respuesta tiende a estabilizarse y converger al resultado obtenido con un material homogéneo. Esto es así porque para un gran número de cavidades de reducidas dimensiones, el material resulta ser más uniforme y tiende a comportarse como homogéneo. A continuación, en el caso de las combinaciones del 75%, donde hay más posibilidades, es posible observarlo más claramente.

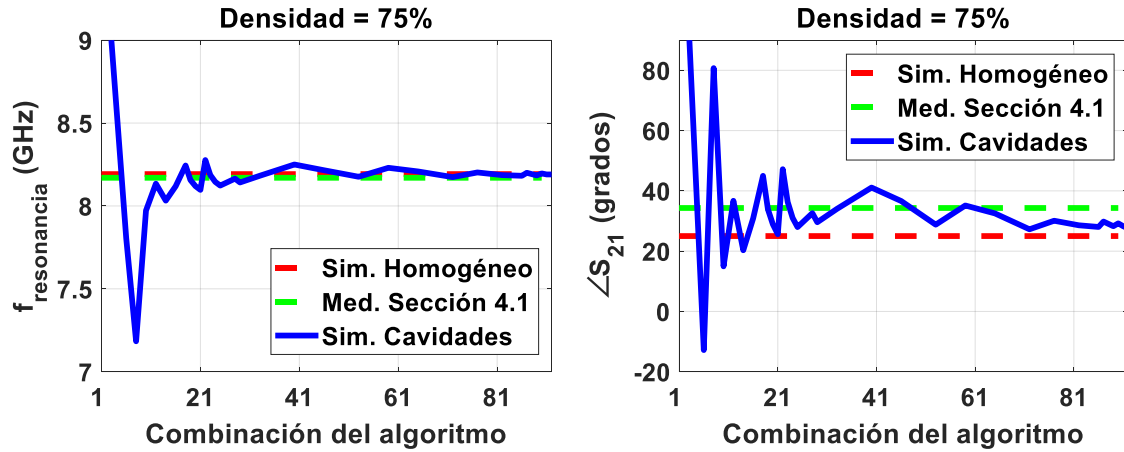


Figura 4.13. Respuesta de cada combinación de cavidades para el 75%

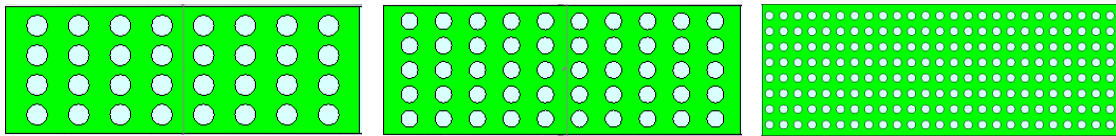


Figura 4.14. Tres posibles configuraciones de cavidades para densidad 75%

Como previamente se introdujo, en estas gráficas, es más sencillo de observar el efecto comentado en el apartado anterior. Inicialmente, al tener combinaciones con muy pocas cavidades, el resultado obtenido presenta una fase de amortiguación, donde el valor oscila entre los que serán finalmente los resultados veraces. Según se va aumentando el número de cavidades, se puede ir apreciando cómo los resultados obtenidos se van ajustando poco a poco hasta converger a los de referencia.

Para comprobar experimentalmente el funcionamiento de estas piezas se diseñaron, construyeron y midieron dos combinaciones de cada porcentaje. En la tabla 4.3 se indican las utilizadas y los resultados recogidos, donde ' f ' corresponde al número de cavidades a lo ancho de la pieza y ' c ' (columnas) a lo largo.

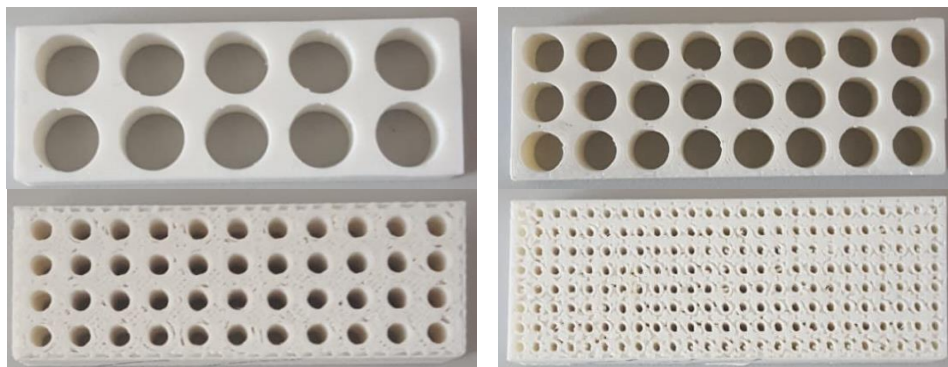


Figura 4.15. Piezas de dieléctrico con cavidades fabricadas. Fila superior, piezas densidad 50%. Fila inferior, piezas densidad 75%

Una vez medidas se caracterizaron, obteniendo los siguientes resultados:

	50%		75%	
Combinación	$f = 2; c = 5$	$f = 3; c = 8$	$f = 4; c = 11$	$f = 8; c = 25$
ϵ_r ref. (medida)	1.82		2.05	
ϵ_r medido	1.75	1.6	2.04	2.01
Diferencia	0.07	0.22	0.01	0.04

Tabla 4.3. ϵ_r característico de piezas medidas con cavidades

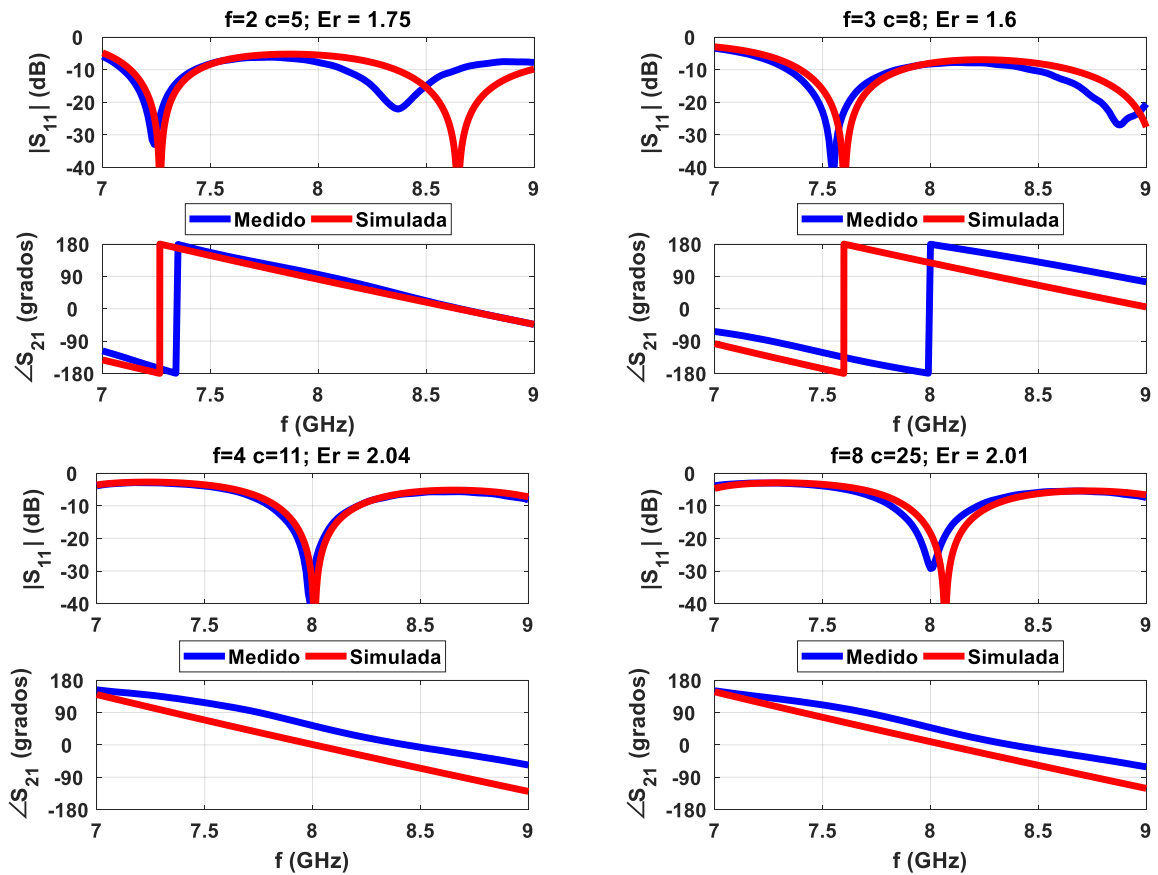


Figura 4.16. Caracterización piezas con cavidades. Fila superior combinaciones 50% y fila inferior combinaciones 75%

Como cabía esperar, en las piezas de 75% se obtuvo mayor exactitud tanto en frecuencia de resonancia como en fase que en las piezas construidas para el 50%. No obstante, las piezas con mayor número de cavidades presentaron menor precisión, ya que el extrusor de la impresora, presentó ciertas limitaciones para construir piezas con distancias muy pequeñas entre cavidades, aun así, los resultados se ajustaron bastante a los de referencia.

4.3.2.2. Desfase introducido por los conjuntos de combinaciones

Una vez llegados a este punto, se centró el estudio en conocer la certeza con la que podríamos obtener un desfase sufrido entre el puerto 1 y 2 en función de la combinación de cavidades escogida. Para ello, se tomaron tres combinaciones con el mayor número de cavidades posible para la densidad del 50%, obteniendo resultados muy similares para todas las configuraciones. En esta ocasión, la diferencia obtenida con respecto a la fase de referencia (simulación bloque homogéneo con densidad 50%) fue de 28.02°. Sin

embargo, para la densidad de 75% el desfase obtenido para las configuraciones bajo estudio fue muy similar al de referencia (simulación bloque homogéneo con densidad 75%), presentando un error máximo de 4 grados tal y como se puede apreciar en la tabla 4.4, donde ' f ' representa el número de filas a lo ancho y ' c ' el número de columnas a lo largo de la pieza.

50%			75%		
Combinación	$\angle S_{21}$ [grados]	Error [grados]	Combinación	$\angle S_{21}$ [grados]	Error [grados]
Referencia	93.634		Referencia	25	
$f = 2; c = 5$	115.57	21.93	$f = 3; c = 5$	23.3	-1.7
$f = 3; c = 8$	121.47	27.83	$f = 5; c = 10$	28.32	3.32
$f = 4; c = 11$	121.65	28.02	$f = 6; c = 15$	27.93	2.93
			$f = 6; c = 21$	29.16	4.16

Tabla 4.4. Desfase simulado obtenido con combinaciones de densidad 50% y 75%

4.4. Adaptadores de impedancias

En los dispositivos en guía de onda, normalmente se alimenta mediante un tramo de guía rellena de aire. Para adaptar la impedancia de esta guía a la de la sección de guía rellena de dieléctrico, es necesario el diseño de un adaptador de impedancias que garantice la menor pérdida posible de energía al llevarse a cabo el cambio de dieléctrico en la guía (aire – bloque impreso).

4.4.1. Secciones adaptadoras con cavidades

La primera opción, fue trabajar con un adaptador $\lambda_g/4$ en el que la impedancia de dicho adaptador fuese fijada con las cavidades bajo estudio. Sin embargo, tuvo que ser descartado ya que las impedancias con las que necesitábamos trabajar para adaptar un bloque de dieléctrico de densidad 75% exigían implementar un adaptador con unas constantes de dieléctrico ϵ_r muy bajos, los cuales no era posible controlar con exactitud e incluso en algunas ocasiones, imposibles de obtener. Otra opción era modificar la anchura de la guía, pero se descartó ya que se iba a trabajar con guías WR-90 disponibles en el laboratorio del grupo RFCAS. Analíticamente, dichos valores de dieléctrico se obtienen de la fórmula 4.5, donde Z_{adapt} es la impedancia que debe presentar el adaptador, $Z_{dieléctrico}$ la impedancia del bloque de dieléctrico y Z_{aire} la impedancia de la guía de onda rellena de aire.

$$Z_{adapt} = \sqrt{Z_{dieléctrico} \cdot Z_{aire}} \quad [4.5]$$

Si bien, al fijar una impedancia del bloque del dieléctrico de densidad 75% (densidad más alta con cavidades bajo estudio y mejor controlada), lo que quiere decir una impedancia de 321.24Ω ($\epsilon_r = 2.05$) y la impedancia del aire del modo TE₁₀ en la guía de onda la cual es 659Ω ($\epsilon_r = 1$) necesitaríamos una impedancia en el adaptador de 460.1Ω , es decir, $\epsilon_r = 1.34$. Con este valor de ϵ_r sería necesario un bloque de dieléctrico con densidad comprendida entre el $5\% < densidad < 10\%$, densidades que habían sido descartadas del estudio.

No obstante, se realizó una pequeña prueba para probar la funcionalidad de dichas cavidades. Para ello, fijando la impedancia del adaptador (321.24Ω ó $\epsilon_r = 2.05$; densidad 75%) se calculó la impedancia que debería tener el bloque de dieléctrico

siguiendo la fórmula 4.5. El valor con el que se realizaron las siguientes simulaciones para el bloque de dieléctrico fue de 156.6Ω ó $\epsilon_r = 6.47$.

Las combinaciones de cavidades utilizadas para este experimento se muestran en la figura 4.18.

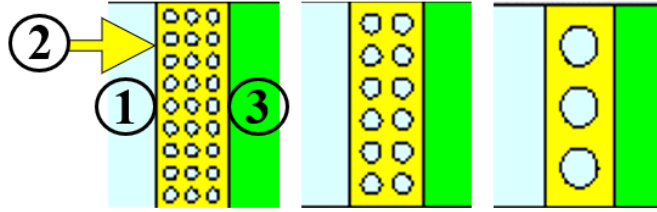


Figura 4.17. Combinaciones de cavidades para adaptador $\lambda_g/4$ densidad 75%. 1- Bloque de aire, 2-Adaptador y 3-Bloque de dieléctrico

La adaptación obtenida a la frecuencia de trabajo para cada combinación fue muy similar, aun así, cabe destacar la congruencia de los resultados del apartado 4.3.2.1. *Estudio de distintas combinaciones de cavidades para un mismo volumen de aire en ABS*, pues se puede observar que, a mayor cantidad de cavidades, se reproduce mejor el comportamiento de un bloque homogéneo. Los resultados obtenidos en adaptación para cada combinación se pueden apreciar a continuación en la figura 4.18. Los resultados en fase no se muestran ya que se obtuvo el mismo valor para todas las configuraciones, numéricamente, 22.7 grados, verificándonos su funcionalidad.

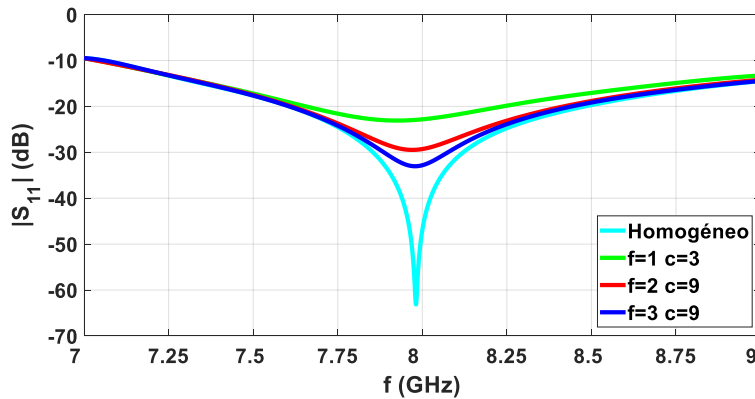


Figura 4.18. Comparación de adaptadores con cavidades de densidad 75%

4.4.2. Sección adaptadora fijada por criterios de diseño

Centrándonos en los criterios de diseño, se puso a prueba la fabricación de un adaptador $\lambda_g/4$, pero, en esta ocasión, con una pequeña variación. Los criterios de impedancia para el diseño de este adaptador fueron los mismos que los comentados en la sección 4.4.1, sin embargo, tras buscar información sobre cómo podríamos mejorar el comportamiento de la adaptación en cambios bruscos de dieléctrico, se observó que, en otros estudios realizados [5], una muesca en el centro de la guía, donde el campo eléctrico correspondiente al modo TE_{10} tiene mayor amplitud, resultaba presentar buenos resultados. Por ello, se diseñó la siguiente variación de adaptador $\lambda_g/4$:

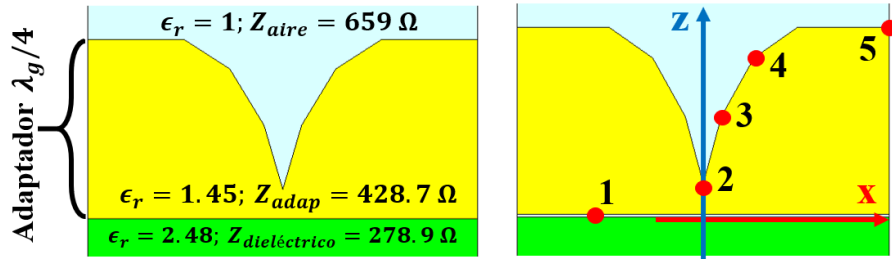


Figura 4.19. Izq. Adaptador $\lambda_g/4$ con muesca. Der. Tolerancias de la pieza fabricada con muesca

Los resultados de dicho adaptador consiguieron una adaptación por debajo de los -24 dB en una banda de 1.6 GHz con respecto a la banda de 2 GHz en la que se estaba realizando el estudio tal como se puede apreciar en la figura 4.21 (línea roja).



Figura 4.20. Bloque de dieléctrico con adaptador con muesca fabricado

Sin embargo, al construir, no se obtuvieron los resultados esperados (figura 4.21, línea azul) por ello, se intentó averiguar cuáles habían sido los cambios surgidos durante la construcción para llegar a dicha respuesta consiguiendo ajustar la respuesta en adaptación de la pieza con posibles tolerancias tal y como se puede apreciar en la figura 4.21 (línea verde).

Pues bien, la pieza había sufrido los siguientes cambios indicados en la figura 4.19 (cada punto a comentar a continuación se corresponde con el número en dicha figura) con respecto a la diseñada inicialmente:

1. Al imprimir secciones de diferente densidad, *Cura* establece un mínimo margen de distancia entre una sección y otra, considerándolas piezas diferentes. Exactamente, ese margen se corresponde en la simulación para calcular tolerancias con $W_{guia-adap} = 0.15 \text{ mm}$. Aclarar en este punto, que *Cura* dispone de una configuración de propiedades para trabajar con cambios de densidad sin crear estas “subsecciones”. Estas propiedades se utilizaron para crear esta misma pieza, pero siendo los resultados medidos completamente diferentes a los que se esperaban en parámetros S, por lo que se optó por seguir con la configuración por defecto.
2. Por falta de precisión o por ensanchamiento de la pieza debido a la alta temperatura, el pico de la muesca se había impreso menos profundo de lo esperado cambiando del valor de diseño en dirección del eje z de $Pos_2 = 1.7 \text{ mm}$ a $Pos_2 = 1.9 \text{ mm}$.
3. Al igual que en el punto anterior, debido al ensanchamiento de la pieza el punto número 3 había cambiado su coordenada con respecto al eje x de $Pos_3 = 1.4 \text{ mm}$ a $Pos_3 = 1.1 \text{ mm}$.
4. Ensanchamiento por alta temperatura de la pieza igualmente, reduciéndose las coordenadas del eje x de $Pos_4 = 3.3 \text{ mm}$ a $Pos_4 = 3.1 \text{ mm}$.
5. Contracción del plástico en largura de la pieza, además, hay que destacar que este es el cambio más brusco frente al diseño inicial, ya que según su valor de

coordenadas respecto al eje z , la pieza se había reducido de $Pos_5 = 12.9 \text{ mm}$ a $Pos_5 = 11.5 \text{ mm}$.

Finalmente, debido a las dificultades para asegurar la veracidad de la respuesta que podía ser obtenida a la hora de fabricar dicho adaptador, se descartó la utilización de éste para su aplicación futura en el diseño de la antena.

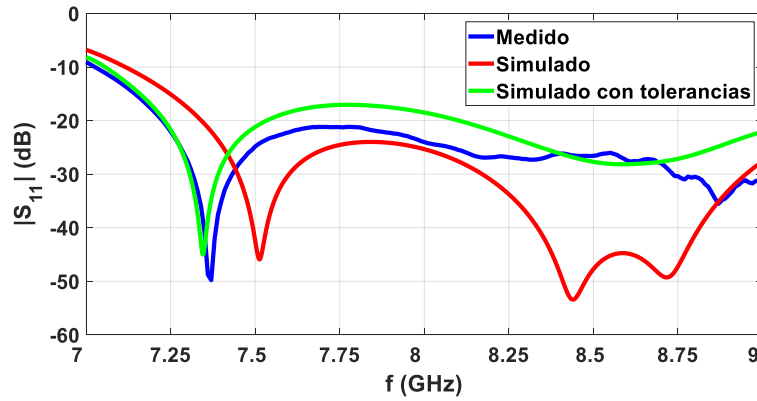


Figura 4.21. Resultados de adaptador $\lambda_g/4$ con muesca

4.4.3. Sección adaptadora con el mismo ϵ_r que el dieléctrico

Para la realización del siguiente adaptador, se siguió el procedimiento explicado en el libro con referencia [15]. La característica más potente del siguiente adaptador se basa en la posibilidad de adaptar la impedancia que se desee sin requerir de una impedancia intermedia sólo son necesarias las impedancias características origen y destino, lo cual es una ventaja, pues obtener esa impedancia intermedia (como en el caso de adaptadores $\lambda_g/4$) puede resultar difícil. En este caso la anchura de estas secciones quedó fijada a: $Sec_2 = 2.26 \text{ mm}$ y $Sec_3 = 5.31 \text{ mm}$.

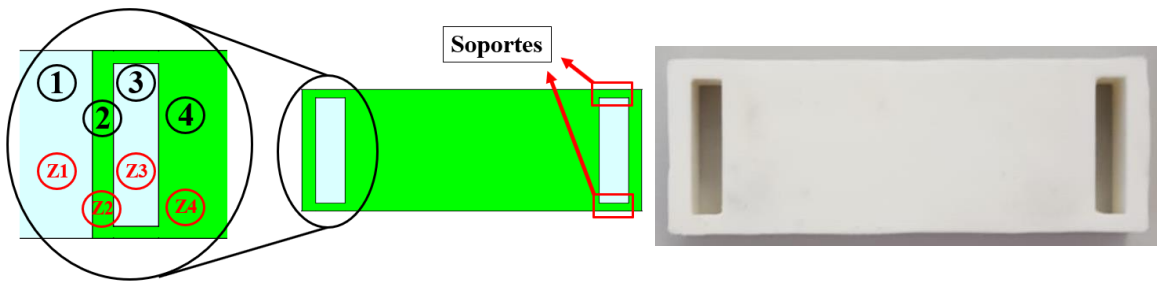


Figura 4.22. Izq. Adaptador con mismo ϵ_r que el dieléctrico y der. Bloque de dieléctrico 100% con adaptador impreso

Para su posterior construcción, fueron necesarios los pequeños soportes situados entre la sección dos y cuatro, cuya presencia no resultó alterar la respuesta electromagnética del adaptador.

Una vez construida y medida la pieza, la respuesta en adaptación no fue muy similar a la esperada, sin embargo, la respuesta del parámetro $|S_{11}|$ mantenía las dos frecuencias de resonancia esperadas de la simulación, aunque estas se produjesen a frecuencias diferentes.

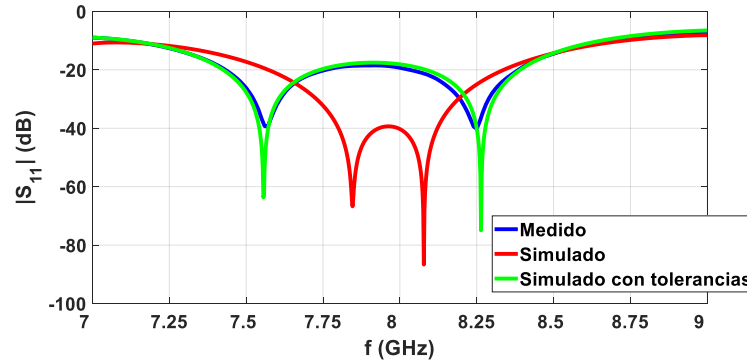


Figura 4.23. Resultados de adaptador con mismo ϵ_r que el dieléctrico

Una vez medida la pieza, se lanzaron simulaciones, variando las dimensiones que podrían haber tenido alguna modificación durante la construcción de la pieza para que se llegase a dicha disparidad. En concreto, en este caso, fue posible caracterizar con mucha precisión los datos que habían sido modificados. La principal razón de esta variación se debió al ensanchamiento de la pieza mientras se imprimía al estar el material caliente. Concretamente, las secciones dos (Sec_2) y cuatro (Sec_4 ; bloque de dieléctrico) fueron las afectadas, produciéndose un aumento de tamaño de 0.2 mm en anchura sobre lo diseñado.

4.5. Antena array de 7 ranuras en guía de onda rectangular

Finalmente, se decidió llevar a cabo un caso práctico en el que poner a prueba todo lo obtenido durante la realización de este estudio experimental. Para ello, se diseñó un array de siete ranuras en guía de onda alimentada por onda progresiva. Con este tipo de alimentación, la señal que se propaga dentro de la guía va alimentando sucesivamente los elementos radiantes que se encuentra a su paso (las ranuras en esta ocasión). El desfase entre la alimentación de los elementos radiantes vendrá, por tanto, altamente determinado por la distancia entre los mismos. Este desfase determinará la dirección de apuntamiento del array completo tal y como se comentó en el apartado 2.4. *Arrays*. De esta forma, manteniendo una misma distancia física entre elementos radiantes, es posible variar el desfase entre los mismos al cambiar el material dieléctrico que rellena la guía de onda, variando así la dirección de apuntamiento de la antena. Con las características analizadas a lo largo del siguiente proyecto se variará la constante dieléctrica del ABS mediante perforaciones, pudiéndose controlar cómo radia el array.

El objetivo principal de este experimento será diseñar dicho array para alimentación uniforme en amplitud (para maximizar directividad), y de fase aproximadamente -270 grados. Además, el bloque de dieléctrico incluye el modelo de adaptador de la sección 4.4.3. *Sección adaptadora con el mismo ϵ_r que el dieléctrico*.

4.5.1. Dieléctrico densidad 100%

Inicialmente, se comenzó con este primer diseño de antena el cual, se llevará a cabo con una guía rellena de ABS macizo (densidad 100%), sin cavidades de aire. Asimismo, para el diseño de este tipo de antenas con alimentación progresiva, es necesario diseñar primero el elemento radiante unitario (una ranura) y comprobar cuánta potencia puede acoplar como máximo de la guía, lo que permitirá saber cuánto se puede reducir la potencia desaprovechada por el puerto 2.

Para el diseño del elemento radiante unitario se llevó a cabo un barrido con la finalidad de encontrar las dimensiones de la ranura que presentasen el mejor coeficiente de acoplo

(figura 4.24) para distintas longitudes de la misma. Al igual que todas las pruebas llevadas a cabo a lo largo de este trabajo, la frecuencia central de trabajo continuó siendo $f_0 = 8 \text{ GHz}$. Tras reiteradas iteraciones, el tamaño de la ranura quedó fijado por:

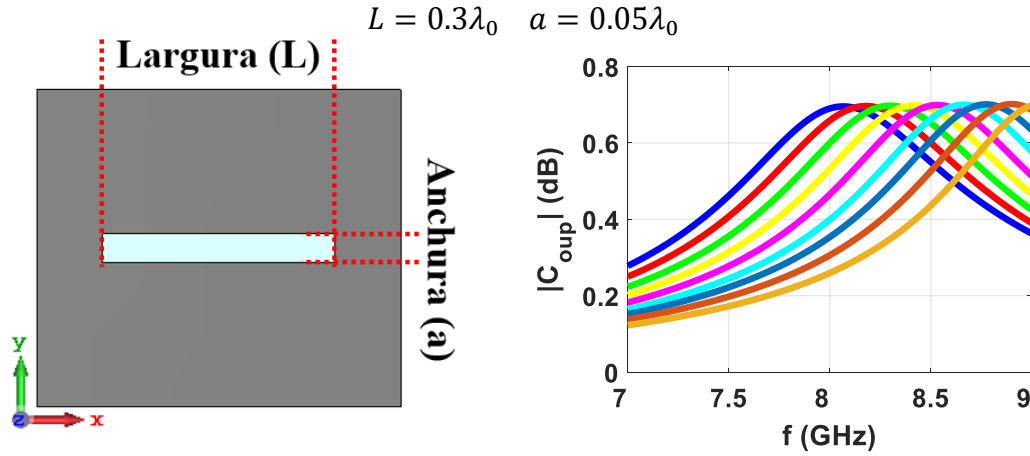


Figura 4.24. Izq. Elemento radiante unitario (ranura) y der. Barrido coeficientes de acoplo para distintas longitudes de la ranura.

Una vez se conocían las dimensiones óptimas para la ranura del futuro array, se lanzó otro barrido (figura 4.24) variando en esta ocasión la largura de la ranura (de línea marrón a la derecha a azul en la izquierda, valores de largura de $0.303\lambda_0 \text{ mm} < L < 0.324\lambda_0 \text{ mm}$ con saltos de $0.003\lambda_0 \text{ mm}$) a la vez que se calculaba el coeficiente de acoplo [14] que presentaba para dicha dimensión.

$$|C_{oup}| = \frac{P_{rad}}{(P_{inc} - P_{ref})} = \frac{P_{rad}}{P_{tx}} = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad [4.6]$$

En la fórmula 4.6 se puede apreciar la relación de potencias con la que podemos obtener el coeficiente de acoplo. En el numerador, la P_{rad} es igual a la potencia total (1) menos la potencia reflejada en el puerto uno ($|S_{11}|^2$) y la potencia transmitida por el puerto dos ($|S_{21}|^2$). En el denominador, se calcula la potencia transmitida (P_{tx}), es decir la potencia total incidente en la guía por el puerto uno menos la potencia reflejada en dicho puerto.

Esto a posteriori, nos sería muy útil, ya que, fijando un porcentaje de energía no radiada (por limitaciones de la misma antena) nos facilitaría conocer la dimensión que tendría que tener cada ranura para configurar el array. La porción de energía no radiada en el array es evaluada con el parámetro t , el cual, nos indica la relación de energía que será transmitida por el puerto dos, ya que no ha sido radiada (acoplada por los elementos radiantes) y puede ser calculado como:

$$t = 1 - |C_{oup}^{array}| \quad [4.7]$$

Donde $|C_{oup}^{array}|$ representa el total de señal acoplada de la alimentación recibida en la guía de onda para ser finalmente radiada por el array de ranuras y es obtenido usando:

$$|C_{oup}^{array}| = \frac{|A_n|^2}{\frac{\sum_{i=1}^M |A_i|^2}{1 - t} - \sum_{i=1}^{k-1} |A_i|^2} \quad \forall n = 1 : M \quad [4.8]$$

En la fórmula 4.8, $|A_n|$ representa el coeficiente de alimentación normalizado de la amplitud de cada elemento radiante (n) del array. En este caso, se fijó como objetivo $t =$

0.2, lo que suponía un desaprovechamiento de energía radiada de -7 dB (futuro valor de $|S_{21}|$).

La estructura metálica de la guía de onda de esta antena ha sido reutilizada de una antena previamente utilizada para proyectos anteriores en el laboratorio de *RFCAS*, sin embargo, fue necesario diseñar las nuevas ranuras ya que, al cambiar la frecuencia de trabajo e incluir el dieléctrico en la guía, las ranuras existentes en esta antena no eran válidas para llevar a cabo este proyecto. Una vez la antena estaba diseñada para un bloque de dieléctrico del 100% se le incluyó el adaptador, con el objetivo de obtener una mejor adaptación.

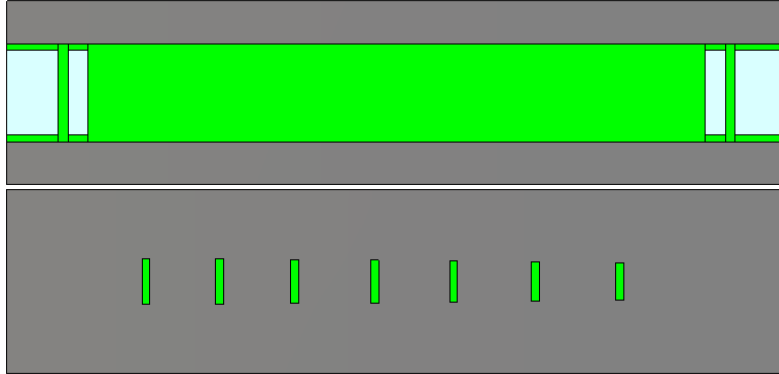


Figura 4.25. Imagen superior, dieléctrico del 100% con adaptador dentro de la antena. Imagen inferior, vista frontal del array de ranuras impreso en sustrato con cobre (se encuentra encima del bloque de dieléctrico anterior)

Los valores de los coeficientes de acoplo obtenidos en cada ranura se muestran en la figura 4.26.

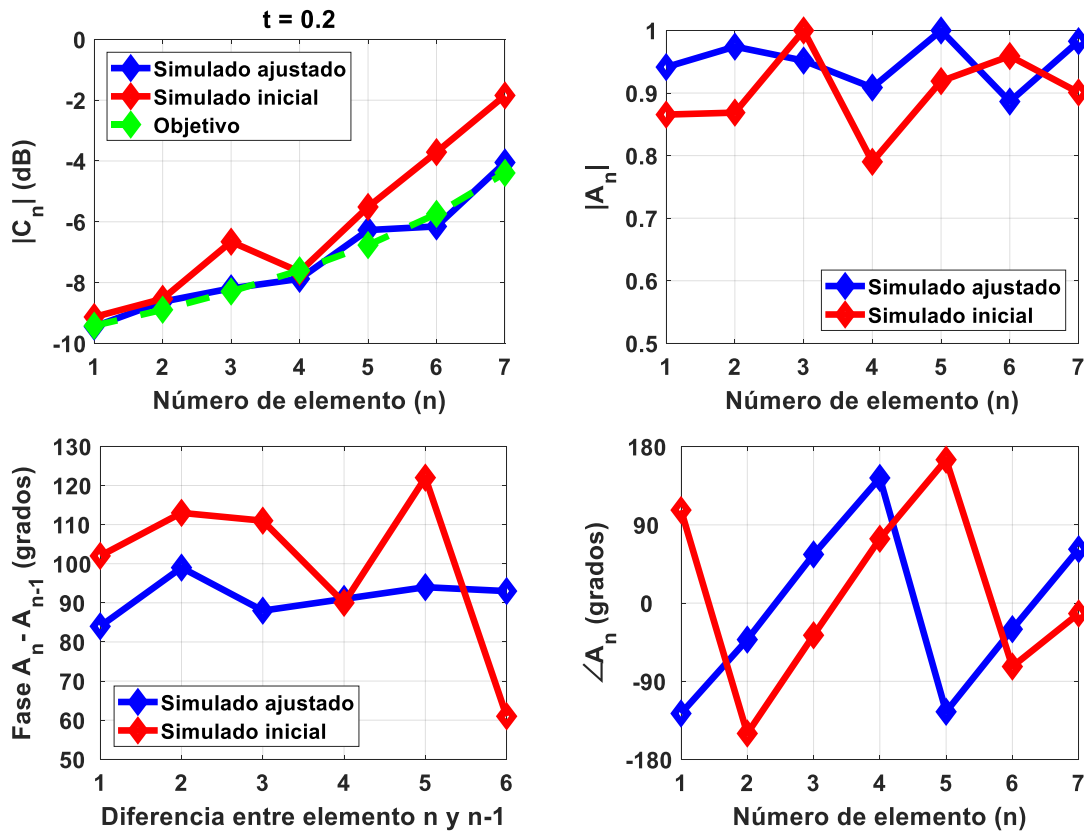


Figura 4.26. Acoplo obtenido en cada ranura del array

La línea roja indica los resultados obtenidos al aplicar el tamaño de ranura correspondiente al obtenido del barrido de coeficientes de acoplo del elemento unitario. La línea azul muestra los resultados finales una vez seguido un proceso de refinamiento para ajustar la respuesta simulada al objetivo (línea verde discontinua) ajustando el tamaño de cada ranura (únicamente en largura) y la distancia entre éstas para conseguir una diferencia de fase entre ellas de 90° aproximadamente, con el objetivo de reducir la reflexión producida por las discontinuidades (ranuras) en la guía de onda. Aclarar que el coeficiente de alimentación de cada ranura es el campo eléctrico polarizado según la copolar de la antena, y se ha tomado este valor a una altura de 2 mm sobre la ranura.

Como se puede observar, inicialmente los $|C_n|$ (coeficientes de acoplo de cada elemento radiante) se encuentran por encima de nuestra línea objetivo, obviamente, esto indica que se está desaprovechando menos energía. Esto se debe a que al no estar bien ajustado el tamaño y distancia entre ranuras, la radiación excesiva de un elemento unitario aumenta la señal acoplada del contiguo, no obstante, es necesario ajustar el tamaño de cada ranura para que la radiación se produzca con la intensidad correspondiente de cada elemento. Esto se muestra en la figura 4.26 gráfica de $|A_n|$ donde se puede observar que tras ajustar el tamaño de las ranuras se obtiene una radiación más uniforme de cada elemento individual.

En cuanto a adaptación, los resultados obtenidos mejoraron tal y como se esperaba al incluir el adaptador, obteniendo una adaptación de -35.27 dB a la frecuencia de trabajo y -5.58 dB en lo que respecta a transmisión. En la siguiente figura se puede apreciar la variación de la adaptación obtenida al incluir el adaptador.

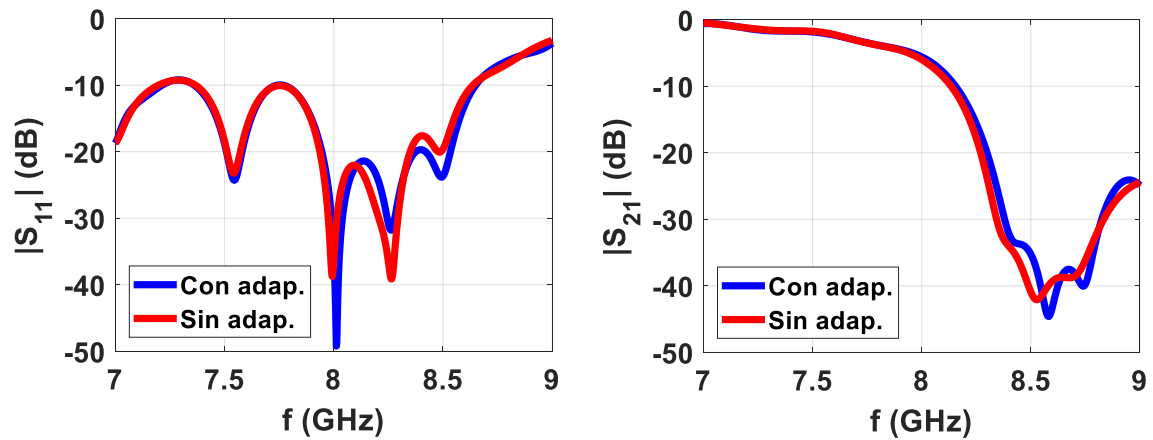


Figura 4.27. Adaptación array 7 ranuras con adaptador y sin él

Antes de continuar, se lanzó una simulación para comprobar que los modos superiores no se estuviesen propagando o estuviesen cerca de ello. Tal y como se puede apreciar en la figura 4.28 donde se encuentra la simulación de los 5 primeros modos de propagación. Ninguno afecta al primer modo (modo fundamental; línea azul) hasta frecuencias más altas, donde se puede observar que tienen tendencia a comenzar a afectar a nuestra señal.

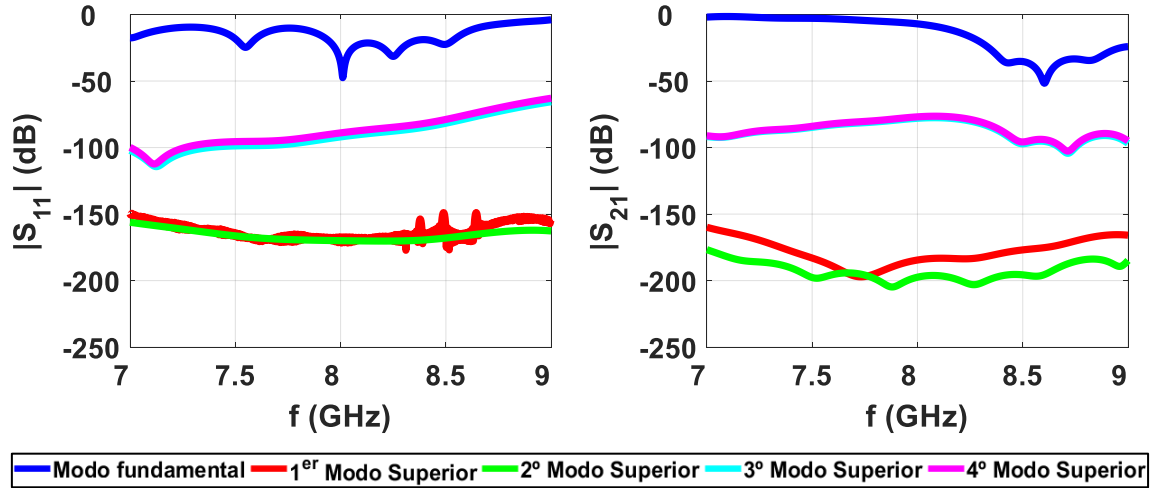


Figura 4.28. Modos de propagación superiores

En lo que respecta al diagrama de radiación, al introducir el adaptador, la dirección de apuntamiento de éste experimentó una variación de un grado, de -33° a -34° . No obstante, al no tener ningún ángulo de apuntamiento como objetivo, no resultó un gran impedimento para continuar con su posterior construcción. En cuanto a los lóbulos secundarios, al introducir el adaptador, éstos, se reprodujeron prácticamente en el mismo ángulo que los de la simulación sin adaptador.

4.5.2. Dieléctrico densidad 75% con cavidades

Una vez había sido construida y medida la antena con el bloque de dieléctrico del 100% y se pudo verificar su similitud frente a los resultados simulados, se realizó la misma operación, pero en esta ocasión, con un bloque de dieléctrico de densidad 75% con las cavidades bajo estudio, es decir, con un valor de dieléctrico comprendido entre los rangos mejor controlados hasta ahora, generando un cambio de $\epsilon_r = 2.48$ (100%) a $\epsilon_r = 2.05$ (75%).

Para comenzar, se diseñó el bloque de dieléctrico para dicha densidad con su correspondiente adaptador. Inicialmente se simuló de manera individual y una vez había sido realizado un ajuste (variación de 0.9 mm de la anchura de la sección 2 del adaptador indicada en la figura 4.22) para asegurar una óptima adaptación, se introdujo en la antena y se realizó su correspondiente simulación. Al haber cambiado el dieléctrico del interior original de la antena ($\epsilon_r = 2.48$; 100%) por uno de menor constante dieléctrica ($\epsilon_r = 2.05$; 75%) el desfase entre elementos radiantes consecuentemente varió, fijando una dirección diferente de apuntamiento a la frecuencia central de trabajo (8 GHz).

Consecuentemente, al realizar dicha reducción de constante dieléctrica en la antena, la radiación en campo lejano debería tener el mismo ángulo de apuntamiento a frecuencias superiores que a la frecuencia central a la que fue diseñada. Concretamente, tal y como se puede apreciar en la figura 4.29, esta réplica del diagrama de radiación para un $\epsilon_r = 2.05$ se producía a la frecuencia $f = 8.6 \text{ GHz}$ igualando el ángulo de apuntamiento original de -34° .

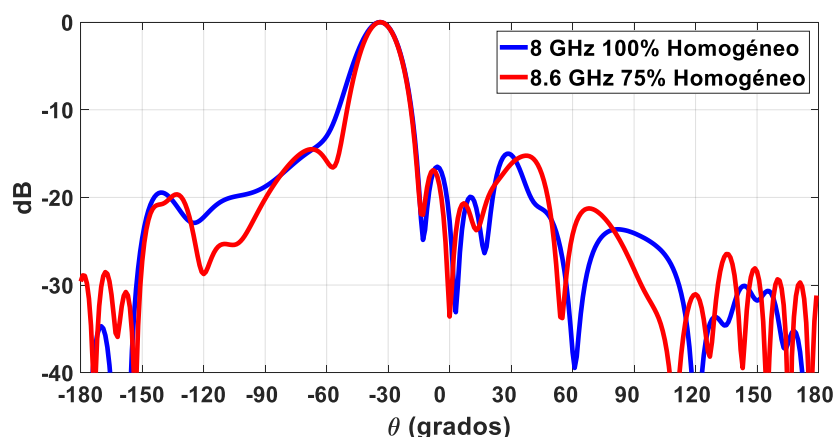


Figura 4.29. Diagrama de radiación con bloque de densidad 75% ($\epsilon_r = 2.05$) a $f=8.6$ GHz vs. Diagrama de radiación con bloque de densidad 100% ($\epsilon_r = 2.48$) a $f=8$ GHz

Por tanto, una vez se sabía la frecuencia a la que podía ser replicado el diagrama de radiación, se pasó a la fase de preparación del bloque de dieléctrico con cavidades para esa misma densidad. Las combinaciones de cavidades bajo estudio y su información facilitada por el algoritmo para su creación se muestran en la tabla 4.5.

Combinación	Radio	Centro en Z	Siguiente Cav. Z	Centro en X	Siguiente Cav. X
$f = 4; c = 25$	1.62	67.77	5.65	7.83	5.22
$f = 3; c = 33$	1.62	69.11	4.32	6.53	6.53

Tabla 4.5. Datos configuraciones de cavidades de densidad 75% para dieléctrico de la antena

El resultado obtenido de las simulaciones con cavidades frente a la del bloque del 75% homogéneo se puede apreciar en la figura 4.33.

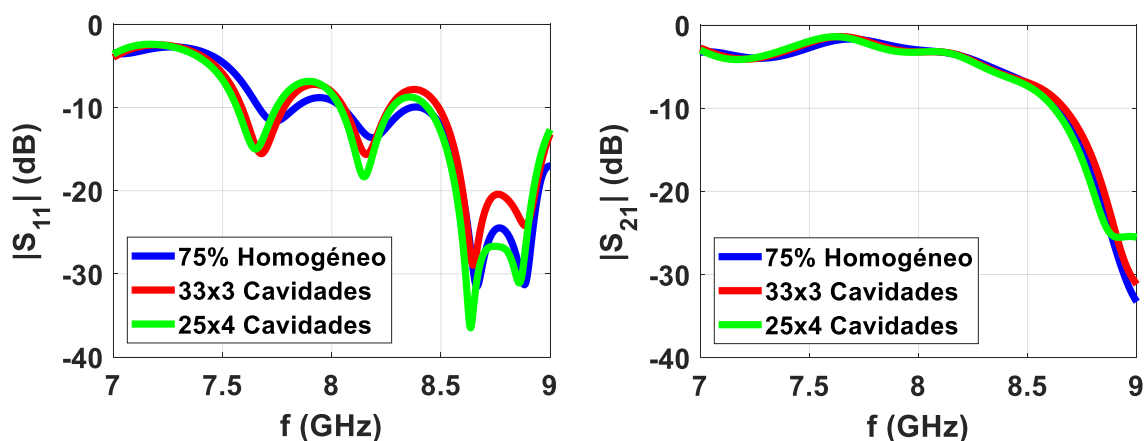


Figura 4.30. Parámetros S de bloque de dieléctrico del 75% ($\epsilon_r = 2.05$) homogéneo y con dos posibles combinaciones para imitarlo

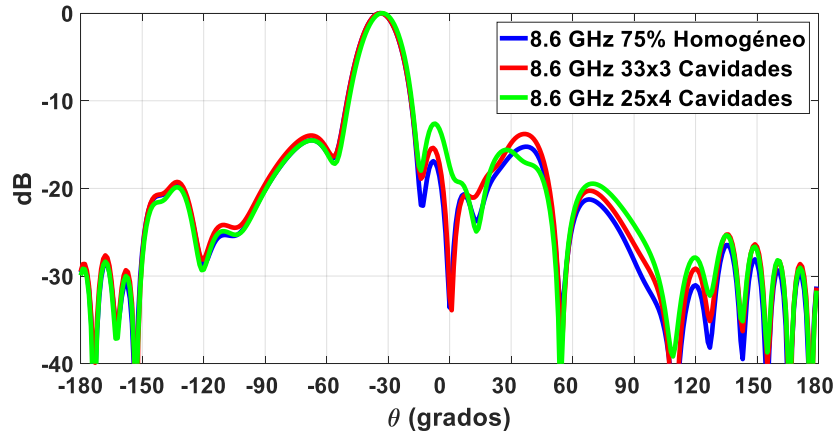


Figura 4.31. Comparativa del diagrama de campo lejano bloque de dieléctrico sin cavidades (75%; $\epsilon_r = 2.05$) y con dos posibles combinaciones para imitarlo

Como se puede apreciar en la figura 4.30, todos los parámetros S eran muy similares, replicando las frecuencias de resonancia del bloque original e incluso con mayor intensidad. Además, la combinación de cavidades $f = 4$; $c = 25$ presentaba el menor desaprovechamiento de energía -9.38 dB seguida del bloque homogéneo con -8.73 dB y finalmente, con el mayor desaprovechamiento, la pieza con $f = 3$; $c = 33$ con -8.3 dB a la frecuencia $f = 8.6 \text{ GHz}$, el cual sigue siendo menor que los -5.58 dB de desaprovechamiento de la antena a $f = 8 \text{ GHz}$ y dieléctrico con densidad 100% (diseño original homogéneo). Respecto al diagrama de radiación, se obtuvo, tal y como se puede observar en la figura 4.31, una réplica razonablemente similar excepto por los lóbulos secundarios a la derecha del lóbulo principal, donde podemos apreciar claramente una pequeña variación en el caso de la combinación de $f = 4$; $c = 25$. Finalmente, se realizó una comparativa entre el diagrama de radiación del bloque del 100% a la frecuencia central de trabajo (8 GHz) y los diagramas de los bloques con cavidades a la frecuencia en la que se producía la réplica de éste ($f = 8.6 \text{ GHz}$).

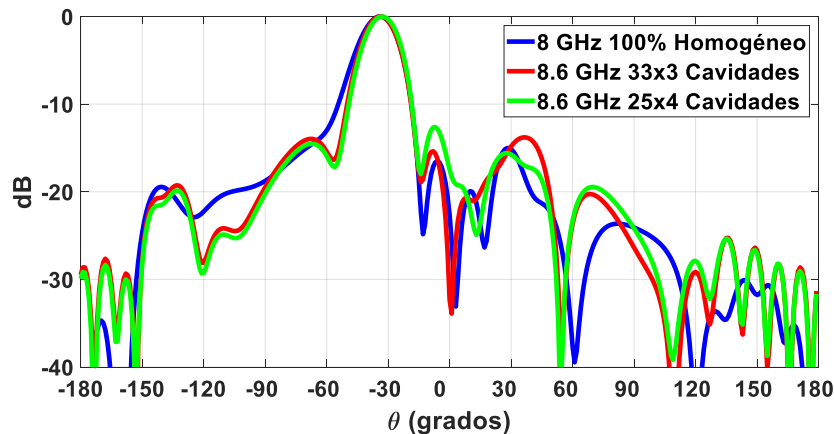


Figura 4.32. Comparativa diagramas de radiación bloque original de 100% ($\epsilon_r = 2.48$) a la frecuencia de 8 GHz y dos posibles combinaciones de cavidades del 75% ($\epsilon_r = 2.05$) a la frecuencia de 8.6 GHz

Tal y como se puede observar, las similitudes entre los diferentes diagramas de radiación fueron muy similares, intentado ajustarse a la misma forma de los lóbulos secundarios e incluso igualando el ángulo de apuntamiento (-34°).

5. Integración, pruebas y resultados

Una vez había sido analizado el comportamiento obtenido en la antena con su correspondiente dieléctrico, se continuó con la fase de construcción. Para ello, se comenzó con la generación de los gerbers para la construcción de las ranuras sobre el sustrato con cobre.

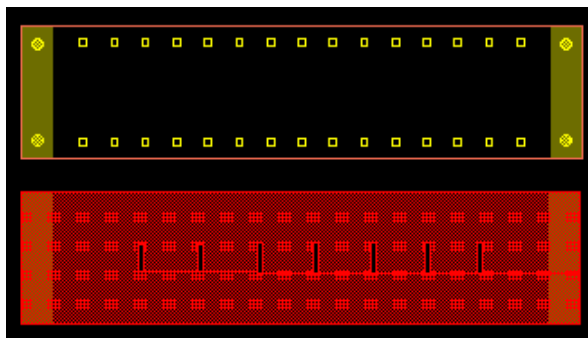


Figura 5.1. Generación gerbers para impresión de las ranuras de la antena

Para la creación de los gerbers, se exportaron desde *CST* todas las formas que serían necesarias para la generación de éste, es decir, la parte del cobre con las ranuras y los taladros para posteriormente ajustar el sustrato con el cobre a la guía de onda. Una vez se habían exportado, se importaron en *ADS (Advanced Design System)* el cual presenta una herramienta mucho más precisa para la generación de éstos (figura 5.1) y finalmente enviarlos a la fresadora para su fabricación.

Una vez preparada la antena, se prosiguió con la preparación del bloque de dieléctrico. Para ello, se comenzó exportando desde *CST* un archivo en formato 3D con extensión .stl. Una vez exportado, fue importado en *Cura* donde serían ajustados los detalles previos a su impresión como la densidad de la pieza, velocidad de impresión... es decir, todos los detalles comentados en la sección 3.4. *Preparación para imprimir* y donde finalmente se generaría el archivo .gcode, el cual es utilizado por la impresora para llevar a cabo su función.



Figura 5.2. Fase de construcción y resultado final de dieléctrico 100% con adaptador

Una vez estaba todo preparado, se pasó a la fase de medida, donde se pondría a prueba todo lo llevado a cabo. Para comenzar, se introdujo la pieza de dieléctrico dentro de la antena tal y como se muestra en la figura 5.3.

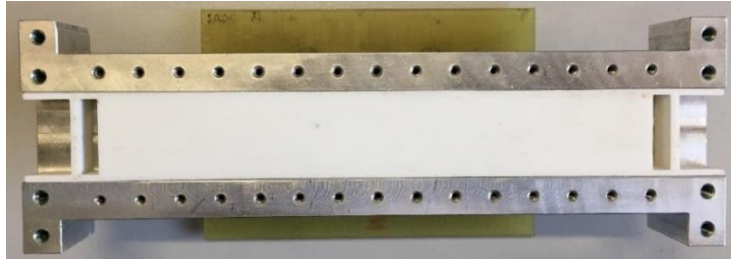


Figura 5.3. Antena con dieléctrico en su interior

Finalmente se procedió a su medida, comenzando por comprobar sus parámetros de adaptación y transmisión (parámetros S).

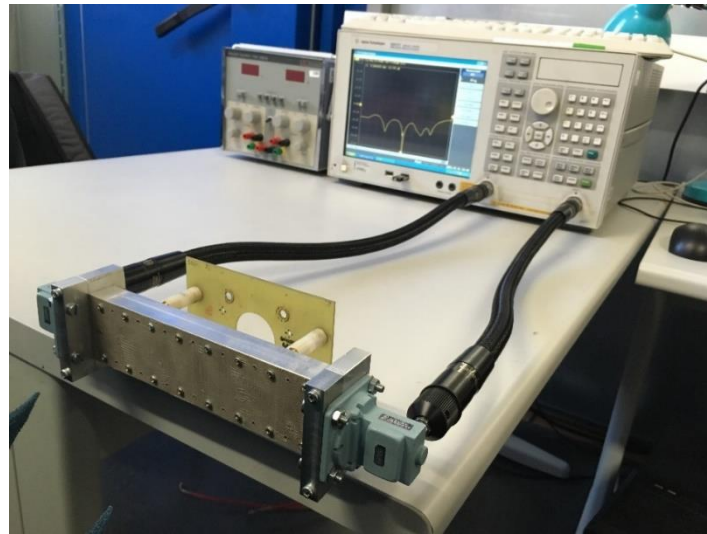


Figura 5.4. Antena en proceso de medición de parámetros S. En el analizador de señales se puede apreciar el parámetro $|S_{11}|$

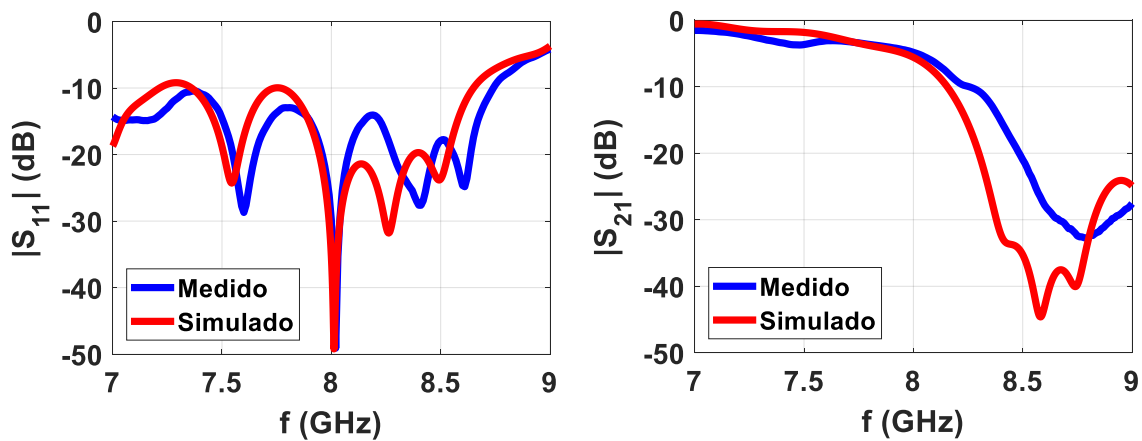


Figura 5.5. Comparación parámetros S antena medida y simulada

Como se puede apreciar, se obtuvieron unos resultados razonablemente próximos a los esperados, excepto en el parámetro $|S_{21}|$, donde se puede observar un mayor desaprovechamiento a la frecuencia central de trabajo $f_0 = 8 \text{ GHz}$, variando de -5.59 dB simulados a -4.84 dB obtenidos en medida.

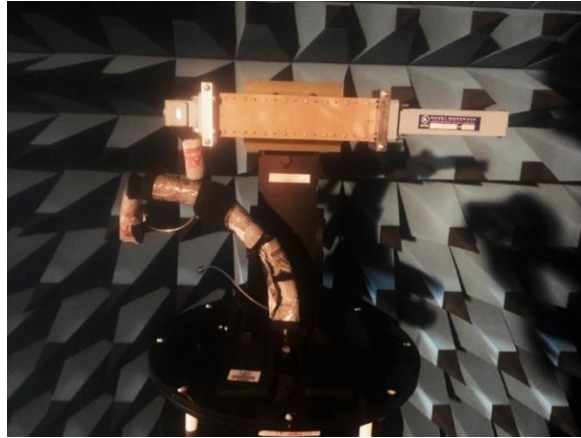


Figura 5.6. Antena preparada para ser medida en la cámara anecoica

Finalmente, se midió la antena en la cámara anecoica (figura 5.6) para conocer sus características de radiación. Los resultados fueron similares a los esperados obteniendo gran similitud en el lóbulo principal y los lóbulos secundarios más próximos del diagrama simulado, aunque se produjo un desapuntamiento de tan sólo 1 grado de diferencia entre el ángulo de apuntamiento simulado y el medido, fijando el ángulo de apuntamiento de la antena medida en -35° frente a los -34° de apuntamiento que se esperaban. En lo que respecta a la ganancia, a la frecuencia de trabajo se obtuvieron 12.21 dB tal y como se puede apreciar en la figura 5.8 frente a los 12.84 dB esperados en simulación. La componente contrapolar simulada no se ha representado ya que se encuentra por debajo del rango de valores representados.

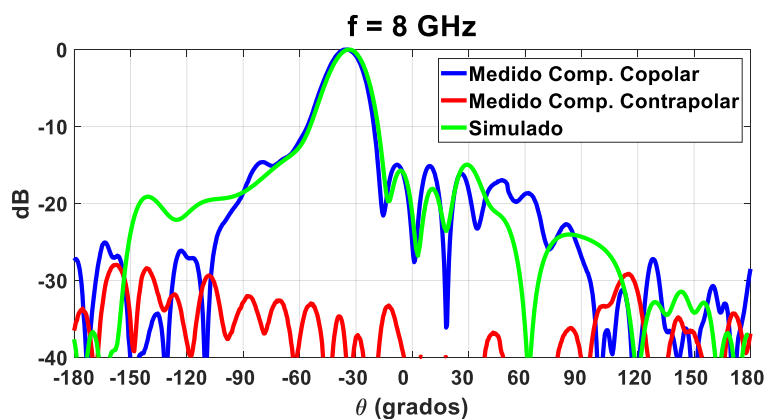


Figura 5.7. Diagrama de radiación antena 100% con adaptador medida frente a simulación

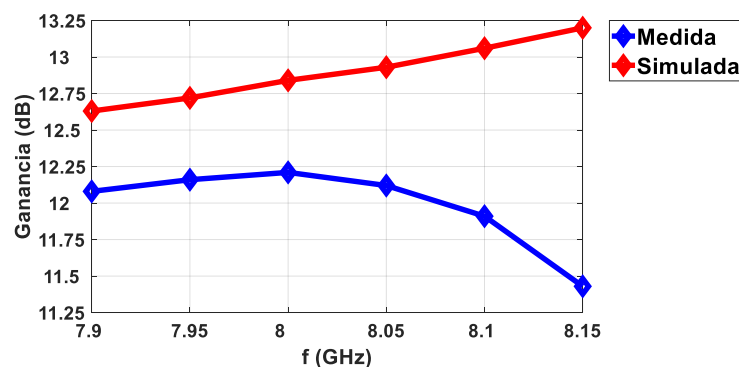


Figura 5.8. Ganancia medida de la antena frente a la simulada

6. Conclusiones y trabajo futuro

6.1. Conclusiones

A lo largo del siguiente trabajo, se ha realizado una amplia gama de pruebas, todas ellas diseñadas, simuladas, construidas y medidas, para así garantizar la veracidad de los datos recogidos a lo largo de esta investigación.

No obstante, durante el estudio llevado a cabo, se han caracterizado dos tipos de materiales plásticos para realizar impresiones en 3D: ABS y PLA, continuando el desarrollo de la investigación con ABS, al obtener unas características más estables con una respuesta cuasi-lineal. Una vez decidido el material con el que enfocar el estudio, se realizaron una serie de pruebas para conocer exhaustivamente cuál era el máximo provecho que se podía obtener de este material plástico.

Conocidas las características más relevantes de dicho material, se centró el estudio en dar una aplicación práctica a los resultados recogidos. En esta ocasión, una antena array de siete ranuras en guía de onda rectangular alimentada por onda progresiva. Una vez diseñada inicialmente con un bloque de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.48$ (valor obtenido para la densidad del 100% de ABS) y a la frecuencia central de trabajo de 8 GHz , se cambió el dieléctrico interno de la antena por el de un bloque de densidad 75% ($\epsilon_r = 2.05$) implementado con las cavidades analizadas durante este estudio y su correspondiente adaptador.

Finalmente, con gran similitud fue capaz de conseguir una réplica del diagrama de radiación del dieléctrico de densidad 100% a $f = 8\text{ GHz}$ frente al obtenido a la frecuencia de 8.6 GHz para la densidad de 75%, verificando la correcta caracterización llevada a cabo del material.

6.2. Trabajo futuro

Tal y como se ha comentado a lo largo de la realización de este estudio, existe una cantidad enorme de materiales, formas y componentes radioeléctricos a caracterizar e investigar. Es por ello, que, como trabajo futuro, se propone:

- Analizar nuevos materiales de impresión 3D (por ejemplo, metálicos)
- Trabajar con los materiales caracterizados a lo largo de este estudio para la realización de otros componentes de radiofrecuencia como:
 - Adaptadores
 - Desfasadores
 - Filtros
 - Acopladores o redes de alimentación
 - Todo componente de radio frecuencia que se pueda ver beneficiado por las características ofrecidas por la impresión 3D.

Referencias

- [1] Jorge Alfonso Ruiz Cruz. Medios de Transmisión, 2012. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [2] José Luis Masa Campos. Antenas y Compatibilidad Electromagnética, 2014. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [3] <https://ultimaker.com/en/products/materials>
- [4] Igor Minin and Oleg Minin, Members, SPIE, “Photonics of Mesoscale Nonspherical and Non Axysymmetrical Dielectric Particles and Application to Cuboid-Chain with Air-Gaps Waveguide Based on Periodic Terajet-Induced Modes”, ICTON 2015
- [5] Frédéric Parment, Student Member, IEEE, Anthony Ghiotto, Senior Member, IEEE, Tan-Phu Vuong, Senior Member, IEEE, Jean-Marc Duchamp, Member, IEEE, and Ke Wu, Fellow, IEEE, “Air-Filled Substrate Integrated Waveguide for Low-Loss and High Power-Handling Millimeter-Wave Substrate Integrated Circuits”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 4, April 2015
- [6] Enrico Massoni, Lorenzo Silvestri, Maurizio Bozzi, Luca Perregrini, Gianluca Alaimo, Stefania Marconi, and Ferdinando Auricchio, “Characterization of 3D-Printed Dielectric Substrates with Different Infill for Microwave Applications”
- [7] Filiberto Bilotti, Alessandro Toscano and Lucio Vegni, “Very fast design formulas for microwave nonhomogeneous media filters”, MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS / Vol. 22, No. 3, August 5, 1999
- [8] Dominic Deslandes', Maurizio Bozzi, Paolo Arcioni and Ke Wu', “Substrate Integrated Slab Waveguide (SISW) for Wideband Microwave Applications”, IEEE rvITT-S Digest 2003
- [9] Israël Boudreau, Ke Wu, Fellow, IEEE and Dominic Deslandes, Member, IEEE, “Broadband Phase Shifter Using Air Holes in Substrate Integrated Waveguide”, IEEE
- [10] Ryosuke Ozaki and Tsuneki Yamasaki, “Propagation characteristics and distribution of energy flow by dielectric waveguide with arbitrary inhomogeneous media in the middle layer”, 2012 International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory.
- [11] Stefano Moscato, Student Member, IEEE, Ryan Bahr, Student Member, IEEE, Taoran Le, Student Member, IEEE, Marco Pasian, Senior Member, IEEE, Maurizio Bozzi, Senior Member, IEEE, Luca Perregrini, Fellow, IEEE, and Manos M. Tentzeris, Fellow, IEEE, “Infill-Dependent 3-D-Printed Material Based on NinjaFlex Filament for Antenna Applications”, IEEE Antennas and wireless propagation letters, vol. 15, 2016
- [12] G. McKerricher Student Member IEEE A. Nafe Student Member IEEE, A. Shamim Senior Member IEEE, “Lightweight 3D Printed Microwave Waveguides and Waveguide Slot Antenna”, AP-S 2015
- [13] Junqiang Wu, Xiaoju Yu, Min Liang, and Hao Xin, “Antenna Radiation Pattern Control through 3D Printed Inhomogeneous Dielectrics”, URSI 2015
- [14] P. Sanchez-Olivares, J. L. Masa-Campos, and J. Hernandez-Ortega, “Mechanical Technique to Customize a Waveguide-Slot Radiating Performance”, IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 66, no. 1, January 2018
- [15] Microwave Filters, Impedance Matching network and Coupling Structure, “Section 6.13, A nonsynchronous transformer”
- [16] Eduardo García Marín, “Diseño de agrupaciones planas con red corporativa en SIW”, Trabajo de fin de Grado, Julio 2014.

Glosario

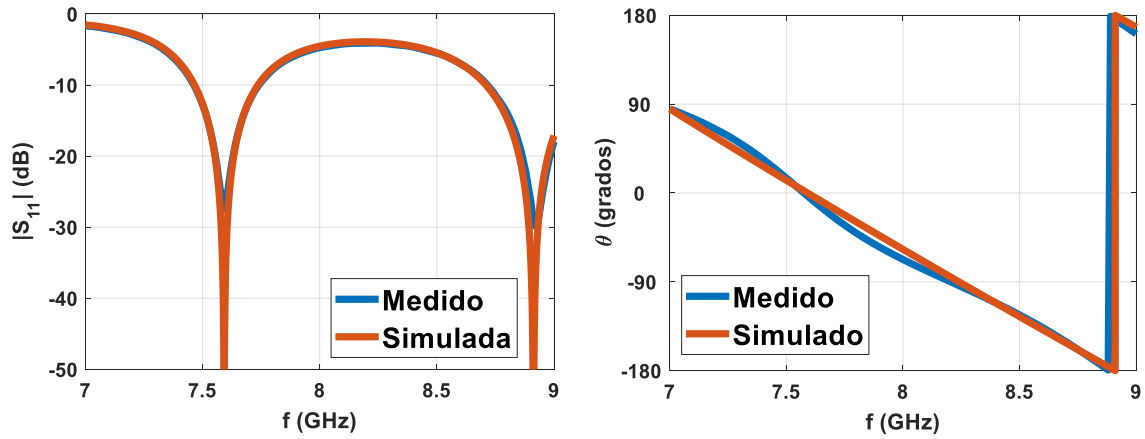
ABS	Acrylonitrile Butadiene Styrene.
PLA	Polylactic Acid.
S_{11}	Parámetro que indica la relación de señal reflejada en el puerto de entrada respecto a la onda incidente en una línea de transmisión. Al elevarlo al cuadrado indica la potencia reflejada.
S_{21}	Parámetro que indica la relación de señal transmitida por el puerto de salida respecto a la onda incidente en una línea de transmisión. Al elevarlo al cuadrado indica la potencia transmitida.
Fase	Situación instantánea en la que se encuentra una onda sinusoidal a una determinada frecuencia.
Diagrama de radiación	Representación gráfica de las características de radiación de la antena, en función de las coordenadas angulares θ ó ϕ .
Ganancia directiva	Relación entre la intensidad de radiación de la antena en cada dirección del espacio, y la de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total. [2]
Directividad	Es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación (D_0)[2]

Anexos

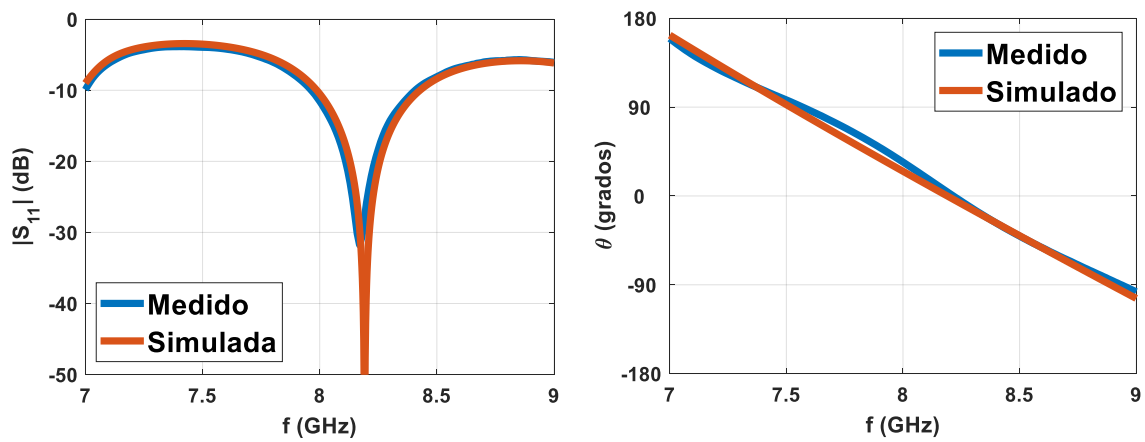
A. Caracterización de ABS

A.1. Constante dieléctrica ϵ_r

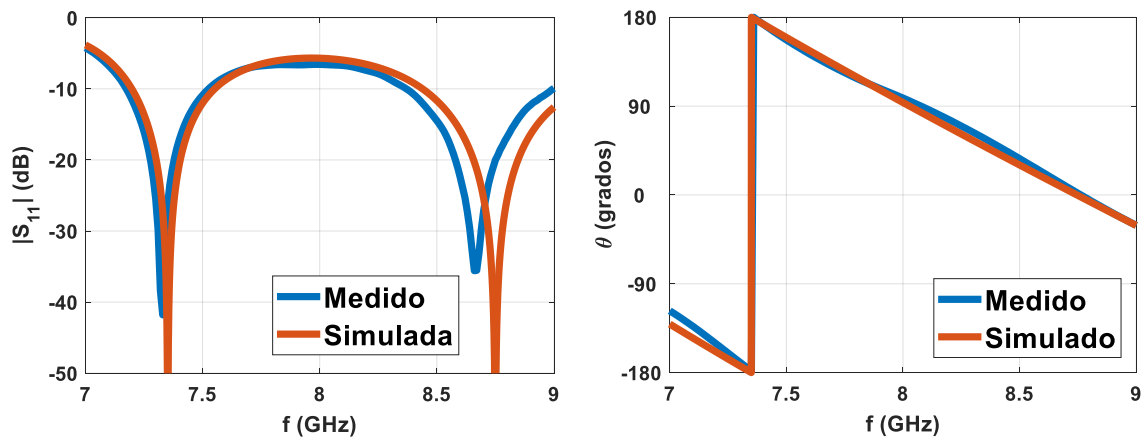
Densidad 100% $\rightarrow \epsilon_r = 2.27$



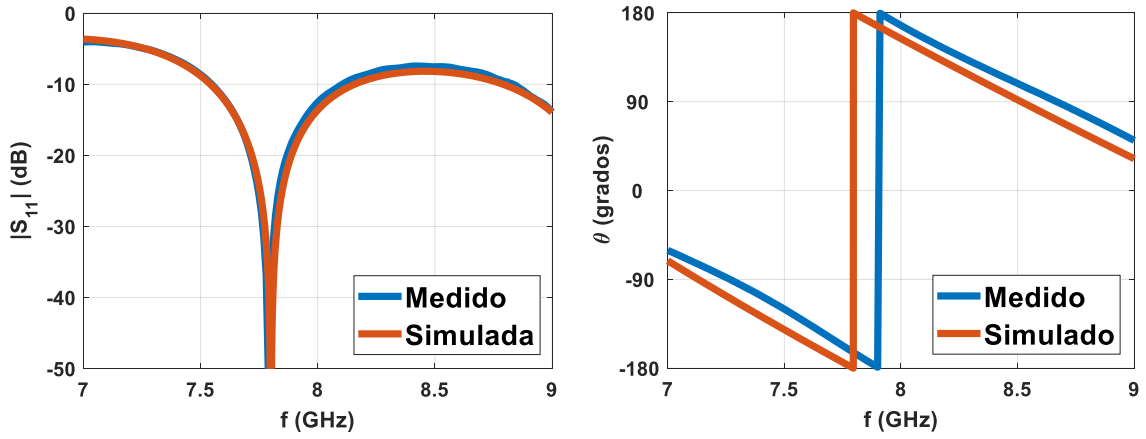
Densidad 75% $\rightarrow \epsilon_r = 1.95$



Densidad 50% $\rightarrow \epsilon_r = 1.71$

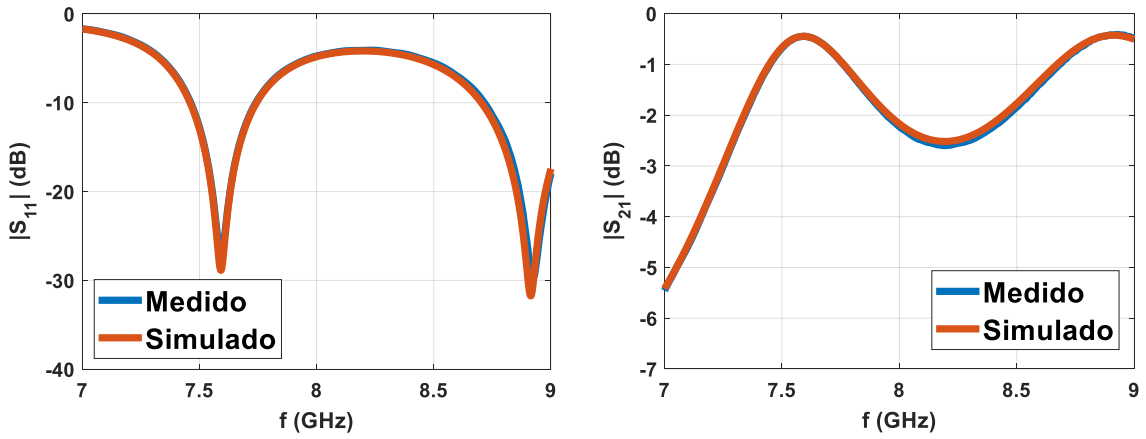


Densidad 25% $\rightarrow \epsilon_r = 1.52$

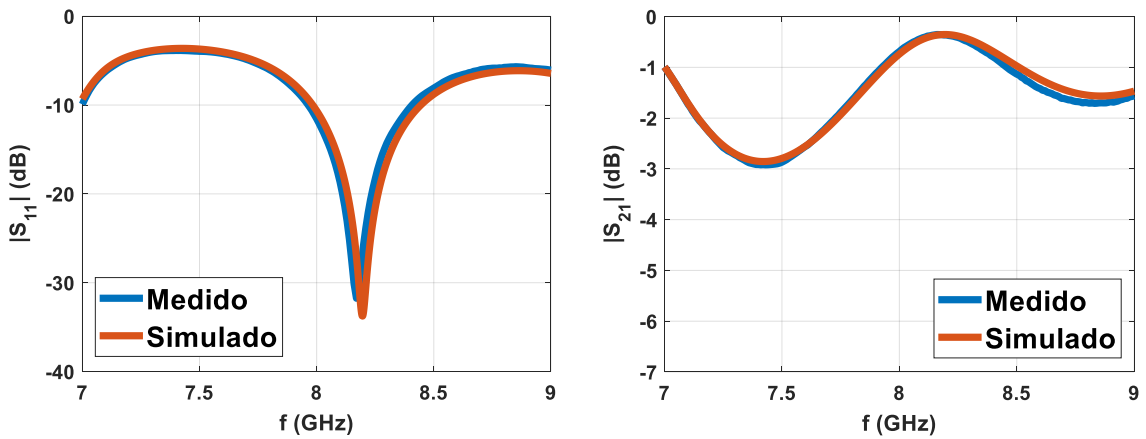


A.2. Tangente de pérdidas $\tan \delta$

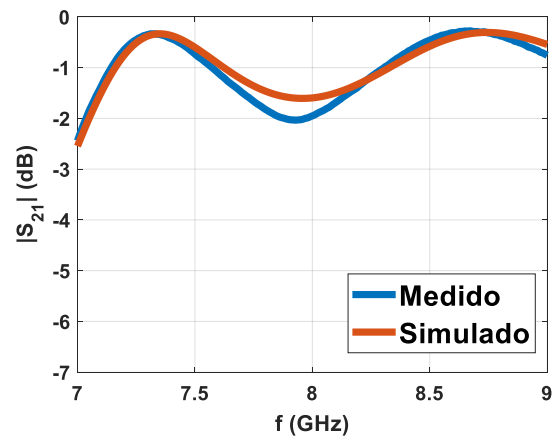
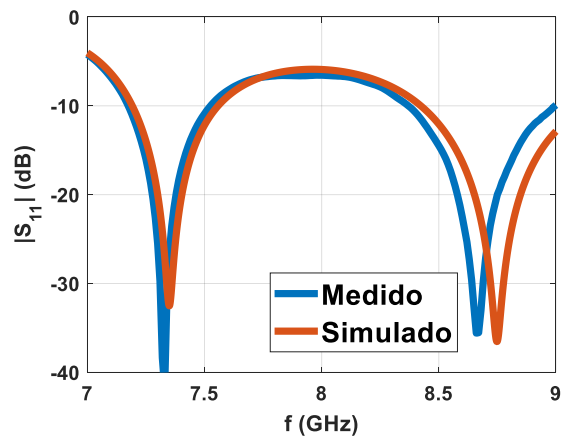
Densidad 100% $\rightarrow \tan \delta = 0.0039$



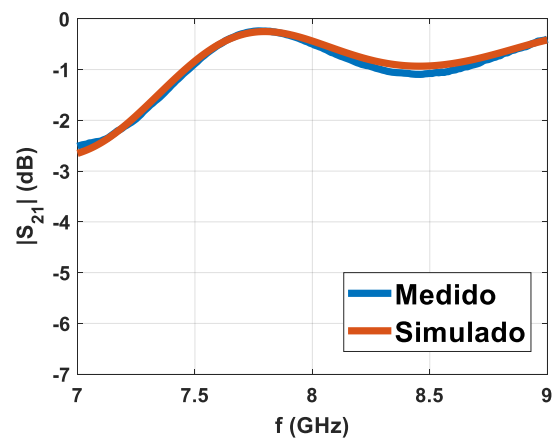
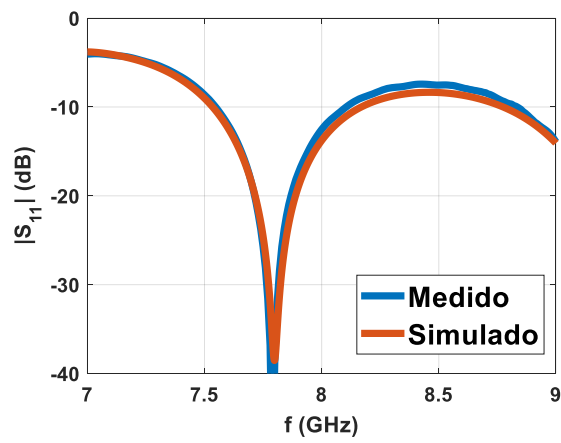
Densidad 75% $\rightarrow \tan \delta = 0.0036$



Densidad 50% $\rightarrow \tan \delta = 0.0034$



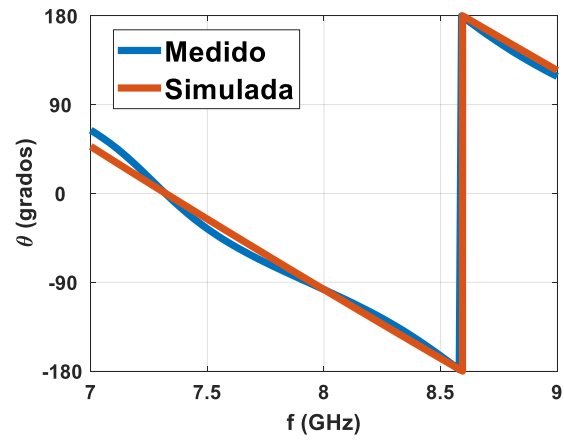
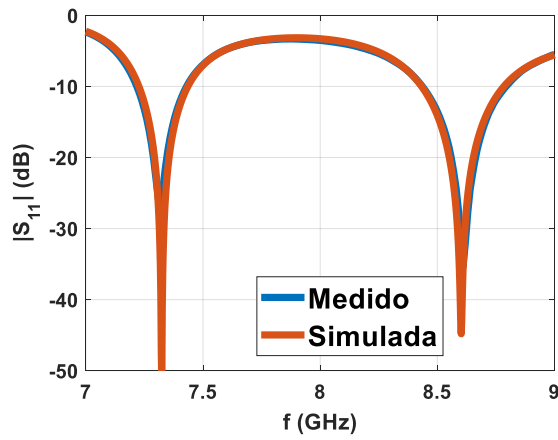
Densidad 25% $\rightarrow \tan \delta = 0.0029$



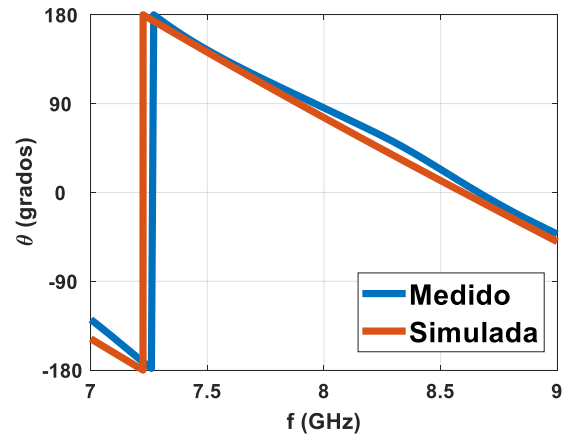
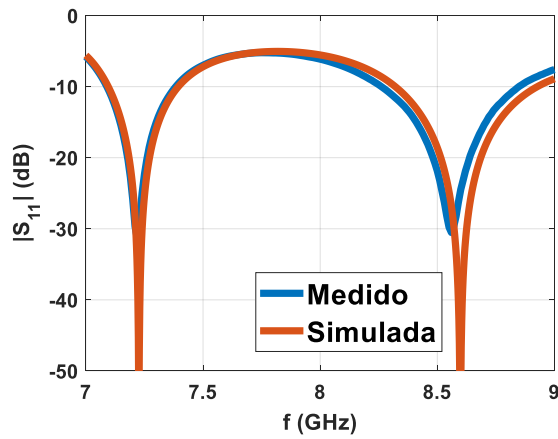
B. Caracterización de PLA

B.1. Constante dieléctrica ϵ_r

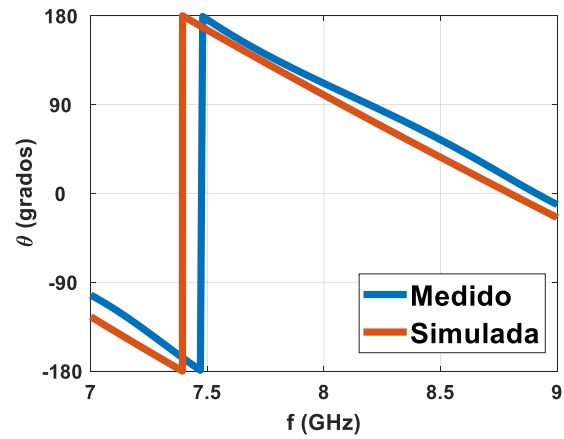
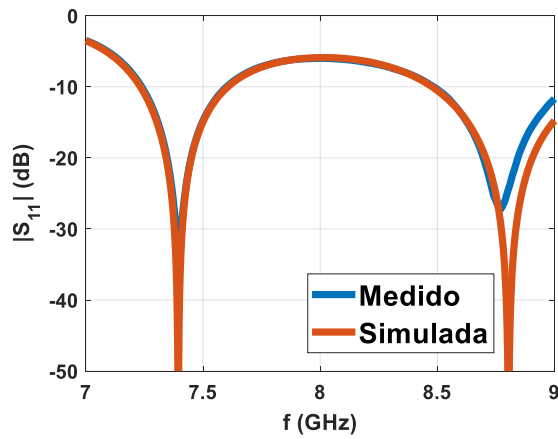
Densidad 100% $\rightarrow \epsilon_r = 2.44$



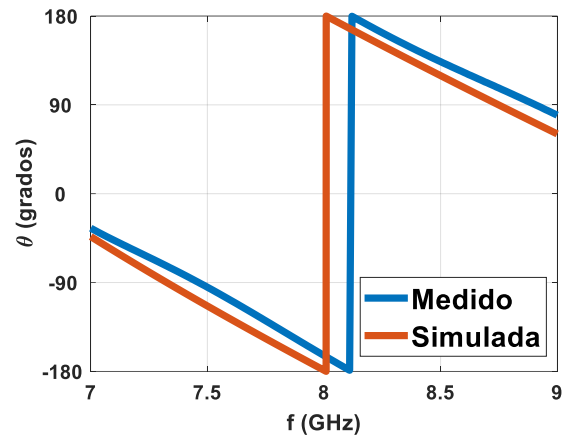
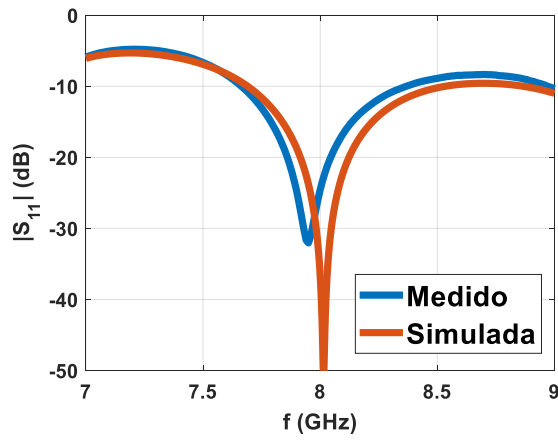
Densidad 75% $\rightarrow \epsilon_r = 1.77$



Densidad 50% $\rightarrow \epsilon_r = 1.69$

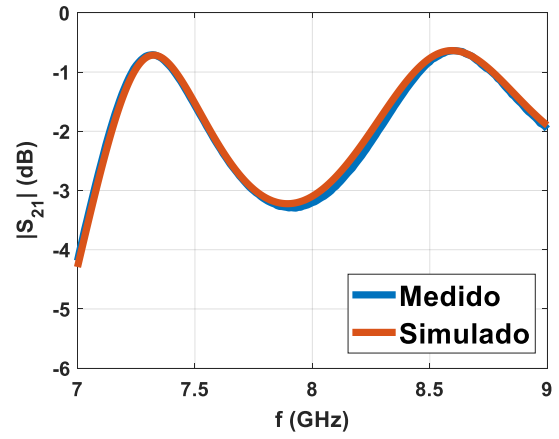
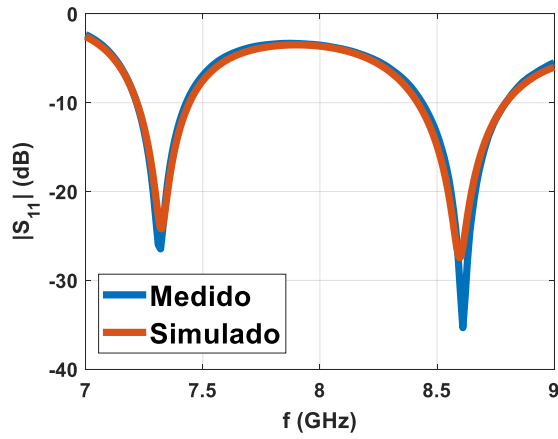


Densidad 25% $\rightarrow \epsilon_r = 1.44$

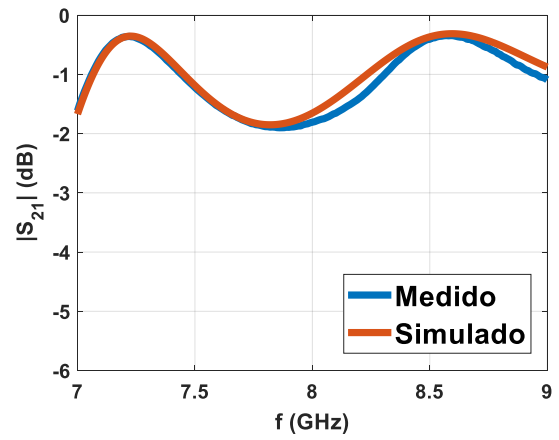
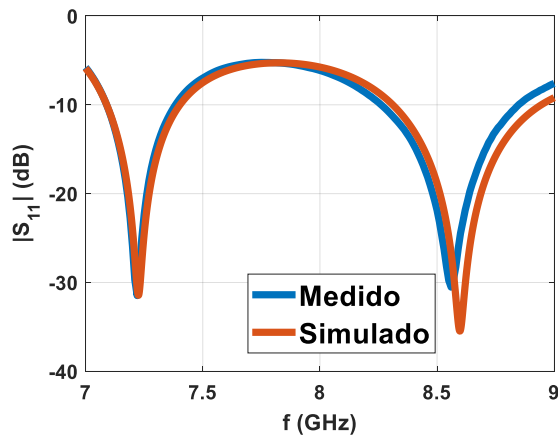


B.2. Tangente de pérdidas $\tan \delta$

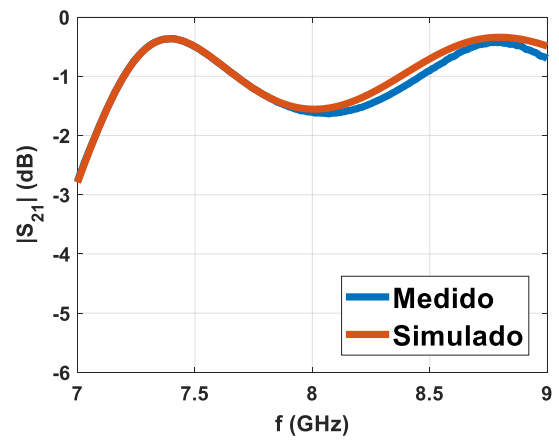
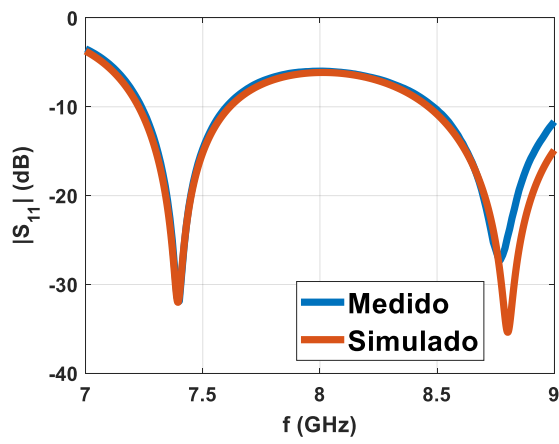
Densidad 100% $\rightarrow \tan \delta = 0.0056$



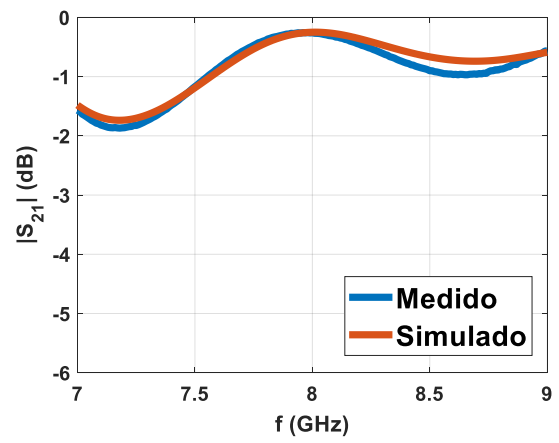
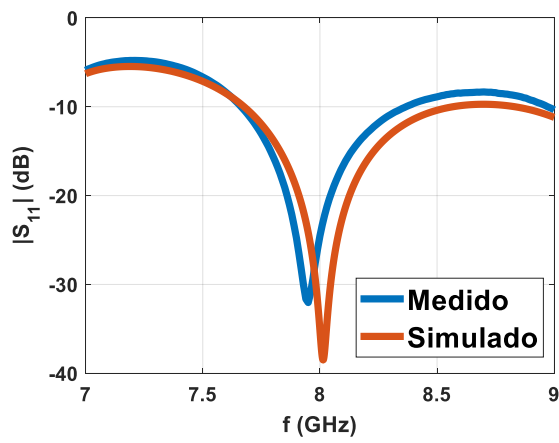
Densidad 75% $\rightarrow \tan \delta = 0.0034$



Densidad 50% $\rightarrow \tan \delta = 0.0038$



Densidad 25% $\rightarrow \tan \delta = 0.003$



C. Otros estudios llevados a cabo con cavidades

C.1. Simetría frontal

Uno de los factores más llamativos al trabajar con dichas cavidades, no sólo consta de la fase en la que es posible controlar la densidad del bloque de dieléctrico que estamos construyendo, sino de las propiedades eléctricas que podemos obtener con dicho bloque al variar las cavidades realizadas en su interior.

Inicialmente, se comenzó observando la respuesta que obteníamos colocando una única fila con cuatro cavidades colocadas todas a la misma distancia la una de la otra, tal y como se muestra en la figura C.1.

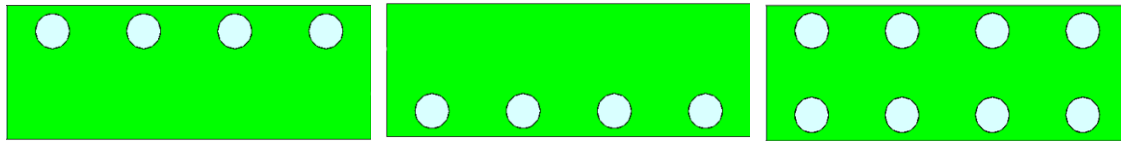


Figura C.1. Combinaciones de cavidades bajo estudio

El siguiente paso, fue lanzar la simulación con la misma configuración pero con las cavidades en esta ocasión, situadas simétricamente en el lado opuesto, para ver qué variación se producía. No obstante, se lanzó otra simulación en la que se pretendía observar el comportamiento resultante con ambas filas de cavidades a la vez.

Los resultados obtenidos, fueron razonables, ya que, para el caso de las piezas con una única fila de cavidades, la respuesta en fase y en adaptación, fue prácticamente idéntica (fila de cavidades a la derecha y fila de cavidades a la izquierda). Esto, es debido al modo de transmisión con el que se estaba trabajando, es decir, el TE_{10} .

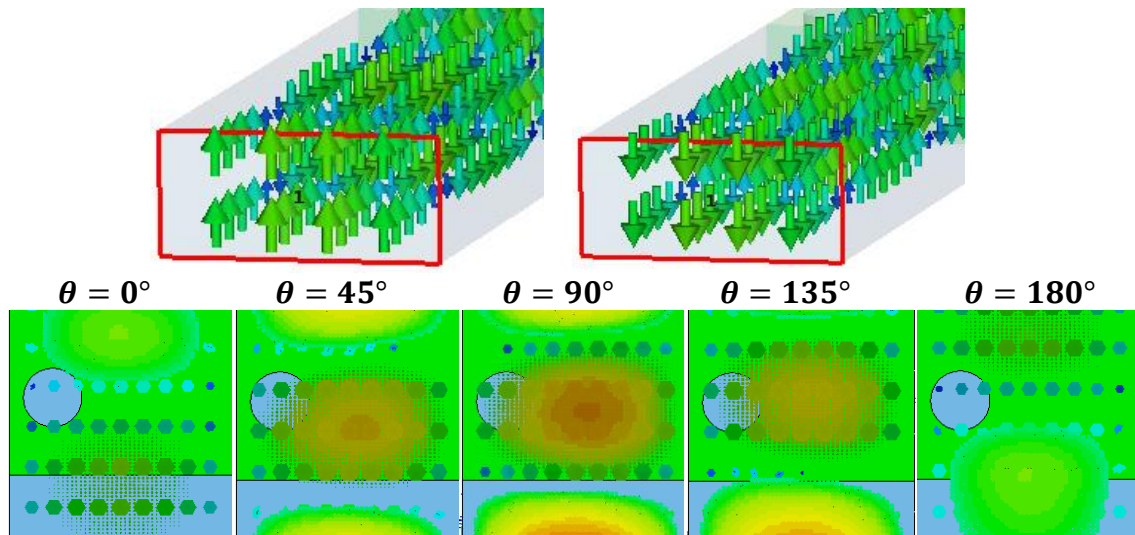


Figura C.2. Modo de transmisión TE_{10}

Dicho modo de transmisión, modo fundamental de la guía rectangular en banda de trabajo monomodo, presenta un comportamiento sinusoidal en el plano transversal a la dirección de propagación de la onda que se está propagando, tal y como se puede apreciar en la figura C.2. Dicha estética de propagación nos genera la misma respuesta para la fila de cavidades a derecha e izquierda debido a la simetría con la que se propaga la onda incidente a lo largo del dieléctrico. Por otro lado, se puede observar en la tabla C.1, como

al incluir dos filas de cavidades, se obtiene una frecuencia de resonancia inferior a la obtenida para los dos casos anteriores, además de encontrarnos con un desfase menor.

Estas mismas pruebas se llevaron a cabo para dos distancias desde el punto central de la pieza, obteniendo resultados muy similares en ambos casos, aunque, obteniendo una frecuencia de resonancia y un desfase menor en el caso de distancias más cercanas al punto central. Los datos exactos obtenidos para cada simulación los podemos observar en la tabla C.1.

	Distancia = 5.715		Distancia = 7	
Simulación	$f_{resonancia}$	fase	$f_{resonancia}$	fase
Fila izq.	7.314	-81.032	7.3168	-85.62
Fila der.	7.3144	-80.897	7.3168	-85.5489
Dos filas	7.296	-62.93	7.306	-73.34

Tabla C.1. Resultados pruebas simetría frontal I

He de destacar que se puede mantener la frecuencia de resonancia (frecuencia con la máxima adaptación) de la estructura, pero modificando la fase de la señal transmitida, según se realicen 1 ó 2 filas. Sin embargo, es insuficiente la diferencia de fase conseguida, por ello, se decidió probar a variar otro parámetro, en este caso, el radio de las cavidades. Para ello, se realizó un barrido variando el radio de las configuraciones anteriores, para una distancia desde el centro de la pieza de 7 mm. La variación de radio se realizó con cambios notables de tamaño para apreciar fácilmente la diferencia de respuesta que podíamos obtener.

En esta ocasión, se logró alterar la fase de manera más evidente. A continuación, en la tabla C.2 se pueden observar los valores recogidos.

	Una fila		Dos filas	
Radio	f resonancia	fase	f resonancia	fase
1	7.3172	-93.82	7.312	-91.94
2	7.31	-88.55	7.296	-80.2949
3	7.3144	-80.89	7.296	-62.93
4	7.3444	-70.749	7.332	-39.48
5	7.4156	-57.3	7.4152	-3.07
Desfase total obtenible		-36.52		-88.87

Tabla C.2. Resultados pruebas barrido de radio

Dentro de los resultados obtenidos, se pueden destacar varios aspectos más notorios, entre ellos, podríamos resaltar la gran variación de fase que se podría obtener en la combinación de dos filas en comparación con la de una, concretamente, 52.35 mayor. En lo que respecta a la frecuencia de resonancia producida para cada dimensión de radio, no podemos obtener nada en claro ya que, en el caso de $r = 1$ la frecuencia de resonancia es mayor que la de los $r = 2$ y $r = 3$ (en el conjunto de simulaciones con una fila éstas incluso coinciden), aunque posteriormente, para los radios restantes comienza a ser mayor que la de los radios anteriores.

C.2. ϵ_r VS. Radio

Una vez comentados los desfases que se podrían obtener variando el radio para una misma configuración en el punto anterior, se realizó una prueba similar, pero en este caso, con el objetivo de caracterizar el ϵ_r que podría ser obtenido.

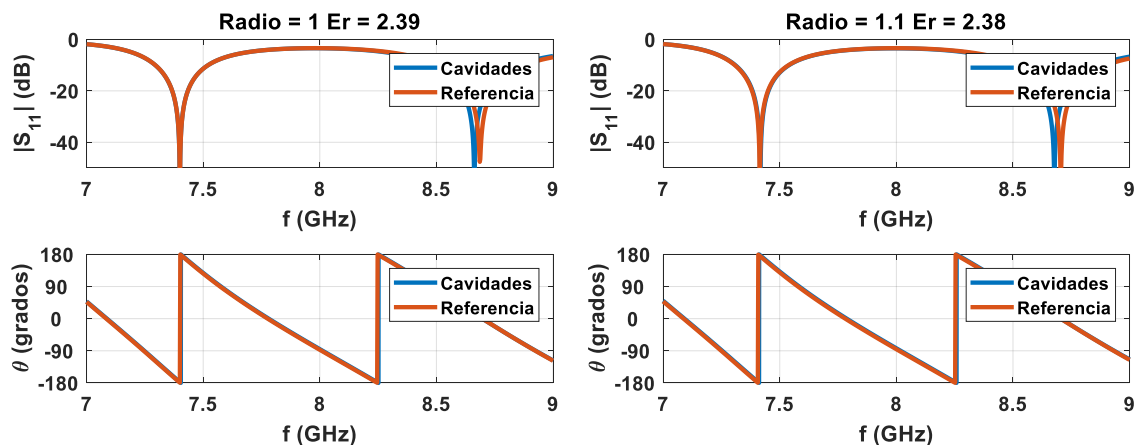
Para ello, se partió de un bloque con ϵ_r característico de ABS impreso al 100% de densidad y se realizó una combinación de 3 filas x 6 columnas. A posteriori, se realizó un barrido en el que el radio variaría de 1 mm a 2.7 mm. Finalmente, se caracterizó cada resultado obtenido con el mismo procedimiento seguido hasta ahora, pero en este caso, sin ser construido, únicamente trabajando a nivel de simulación. En la siguiente tabla se encuentra un resumen de los valores obtenidos.

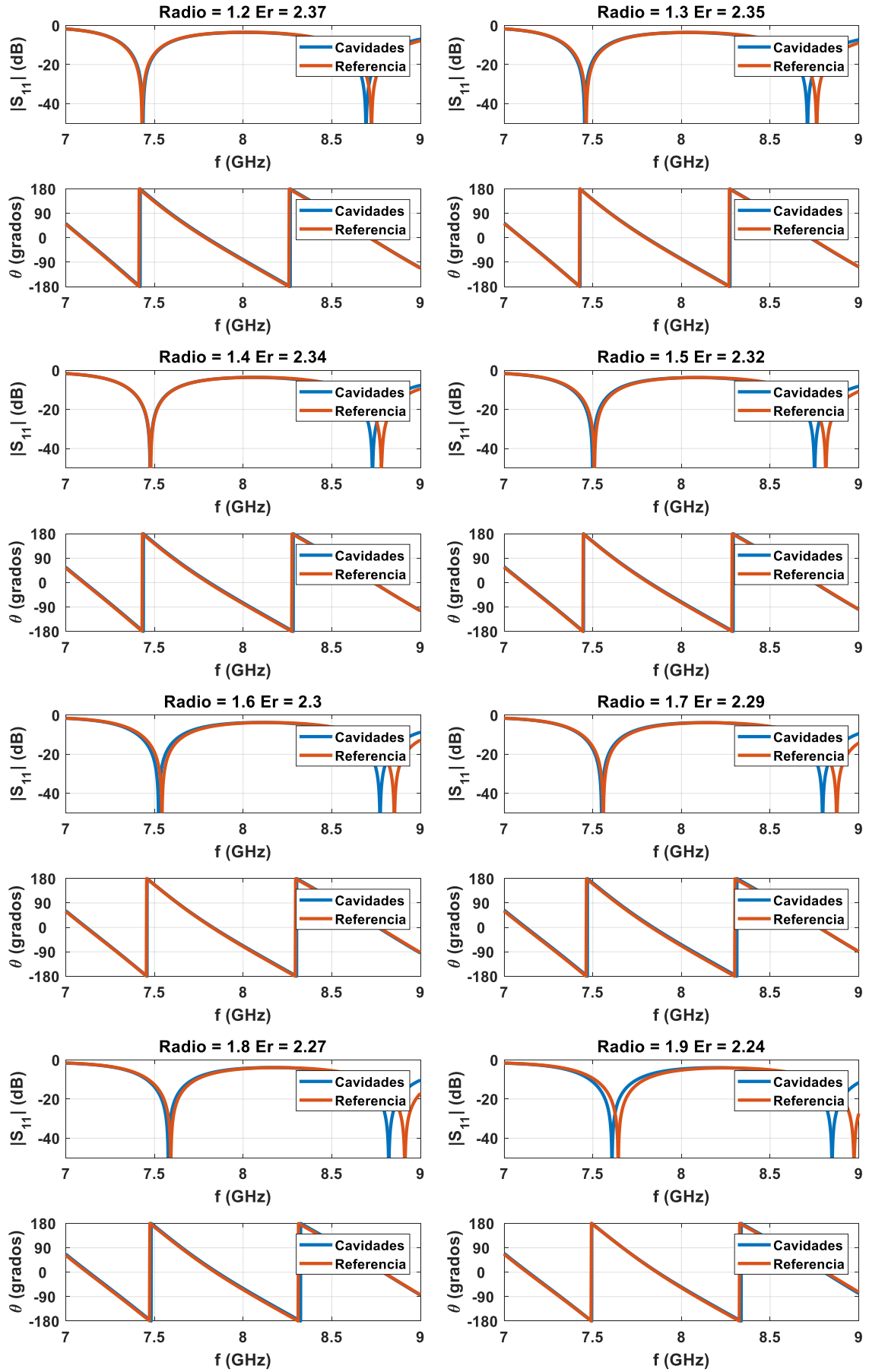
Radio	ϵ_r	Radio	ϵ_r
1	2.39	1.9	2.24
1.1	2.38	2	2.22
1.2	2.37	2.1	2.2
1.3	2.35	2.2	2.18
1.4	2.34	2.3	2.15
1.5	2.32	2.4	2.12
1.6	2.3	2.5	2.1
1.7	2.29	2.6	2.07
1.8	2.27	2.7	2.03

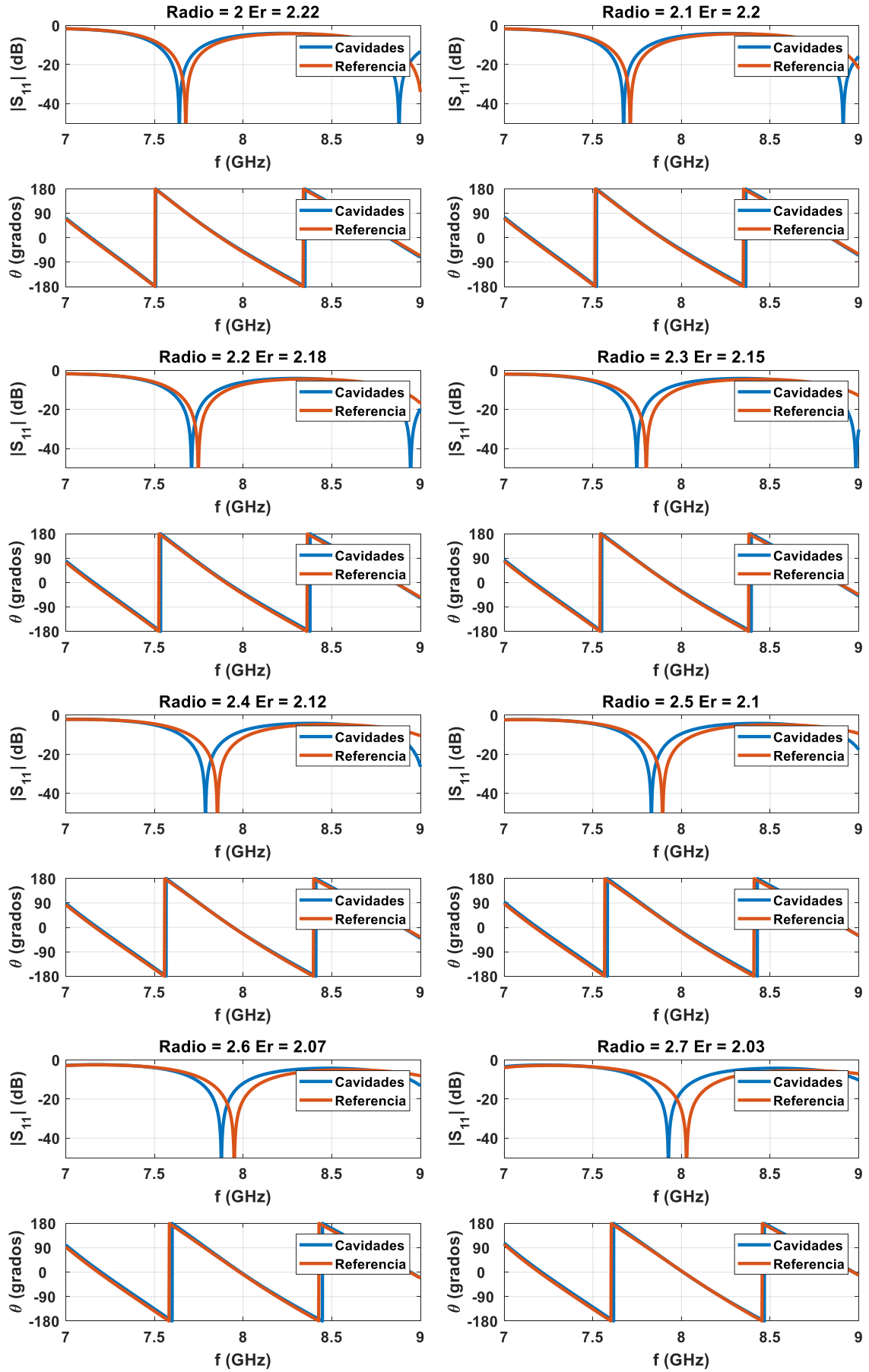
Tabla C.3. ϵ_r según dimensión del radio de las cavidades

Como cabía esperar, al variar linealmente el radio de las cavidades, se obtuvo una variación casi lineal del ϵ_r obtenido, no obstante, en los radios mayores, fue complicándose la tarea de caracterización, optando por enfocar la caracterización en la fase, ya que, al estar trabajando con simulaciones, ésta, no debería de presentar ningún error, frente al pequeño margen de error con el que se tuvo que lidiar en la frecuencia de resonancia.

Además, se intentó realizar la misma prueba, pero en esta ocasión partiendo de un bloque con ϵ_r característico de un bloque de ABS del 25%. Sin embargo, en esta ocasión no fue posible finalizar dicho experimento debido a que, al aumentar el radio, la respuesta era muy similar, fijando una constante de $\epsilon_r = 1.43$ de valor mínimo obtenible.







C.3. Rango de desfases alcanzable

Pues bien, el estudio, continuó llevando a cabo las siguientes pruebas, similares a las comentadas en el punto C.1. En este caso, se trabajó con una combinación de dos filas. En estas pruebas, se mantuvo fija una fila mientras que se realizó un barrido en desplazamiento de la otra, para ver cómo afectaba la distancia entre éstas y su situación en la pieza.

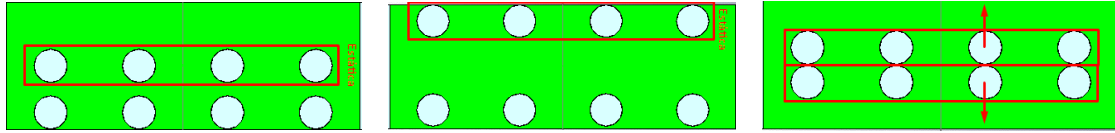


Figura C.3. Pruebas de desplazamientos con dos filas

La primera prueba consistió en dejar una fila estática en el centro de la pieza y realizar un barrido en desplazamiento de la segunda fila desde la distancia más próxima a la fila central, hasta la mayor distancia posible próxima al borde. Los resultados obtenidos, no tuvieron mucho que destacar, de hecho, se obtuvo un desfase de 4 grados y prácticamente una frecuencia de resonancia idéntica para todas las simulaciones.

No obstante, se realizó la misma prueba anterior, pero en esta ocasión, fijando la fila estática al borde derecho de la pieza, mientras la otra realizaba la misma acción comentada anteriormente. Nuevamente, la frecuencia de resonancia permanecía estática, mientras que, en fase, se producía una variación en esta ocasión de 21.7 grados.

Se continuó con la realización de pruebas para la obtención de conclusiones sobre la caracterización de dicho material. En esta ocasión, se realizó un barrido en el que, ambas filas partían desde el centro lo más próxima una de otra y se iban separando poco a poco hasta llegar al límite de la pieza. Esta prueba hizo posible la obtención de una variación de fase de 38.81 grados.

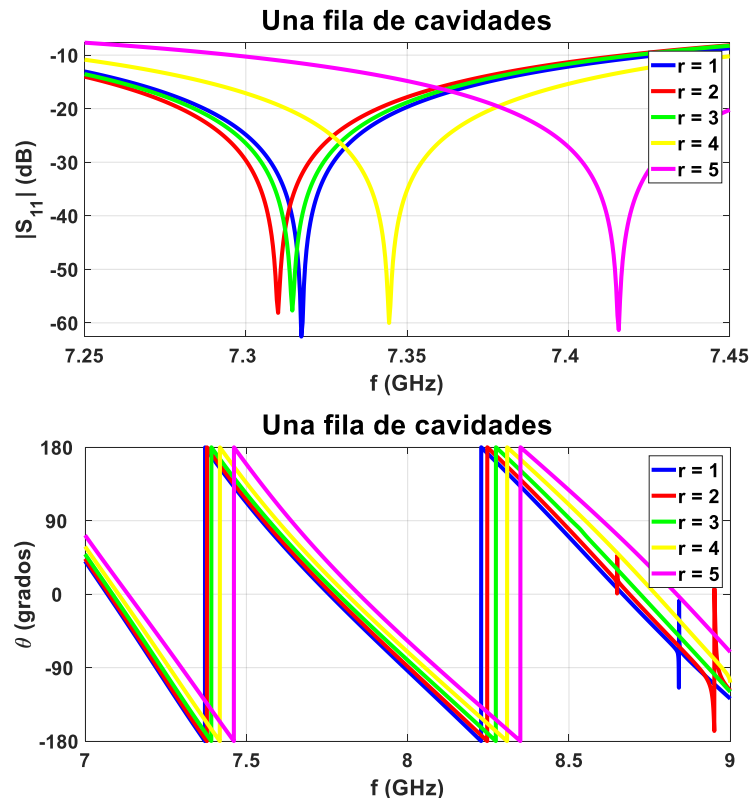


Figura C.4. Respuesta obtenida para una fila de cavidades y barrido de radio

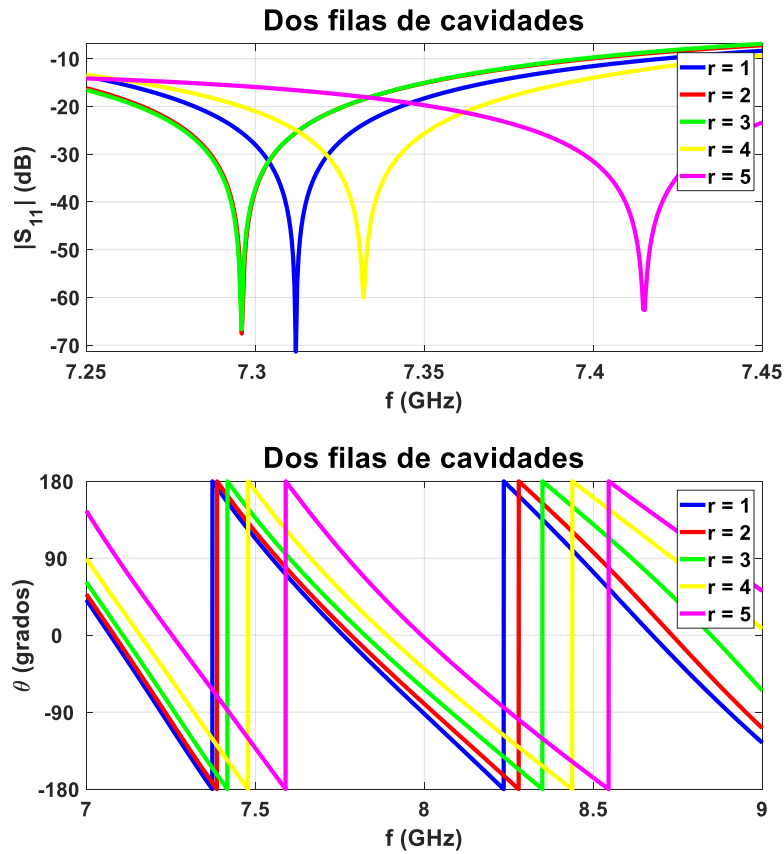


Figura C.5. Respuesta obtenida para dos filas de cavidades y barrido de radio

C.4. Cilíndricas con diámetro ascendente y descendente

A continuación, se va a mostrar una pequeña variación de las cavidades con las que se trabajó, estamos hablando de configuraciones de formas cilíndricas con radio ascendente y descendente [9], con las que se trató de conseguir una mejor adaptación.

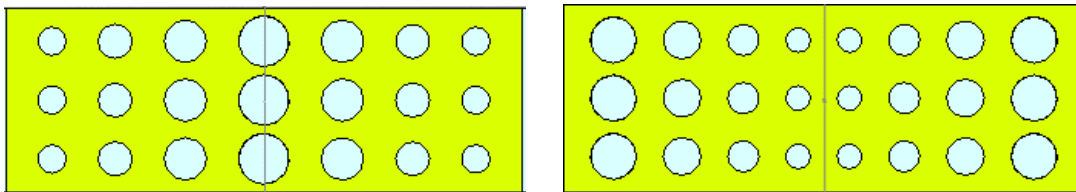


Figura C.6. Dos diseños. Izq. Cavidades ascendentes y der. Descendentes para densidad 75%

Aunque las expectativas puestas en estas configuraciones fueron bastante altas, no se logró lo esperado. Concretamente, los resultados obtenidos con ambas configuraciones fueron bastante similares, aunque como cabía de esperar, las cavidades ascendentes, al tratar el cambio de dieléctricos con más sutileza, obtuvieron un pequeño margen de mejor adaptación frente a la combinación de cavidades descendentes. Al no presentar ningún resultado destacable, se descartó la continuidad de estudio bajo dichas combinaciones.

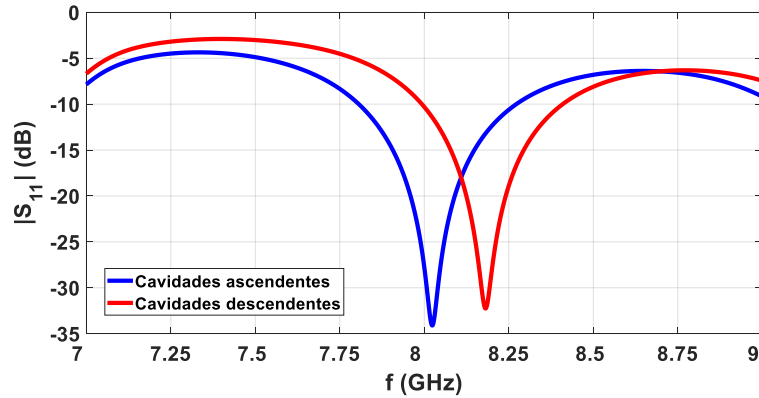


Figura C.7. Respuesta de cavidades con variación de radio ascendente y descendente

C.5. Cuadrados girados 90°

En este punto, se comentará una pequeña variación de las pruebas comentadas anteriormente, girar estas cavidades cuadrados 90° para que, al incidir la onda transmisora en la dirección de propagación de la señal sobre una variación más progresiva de la sección transversal del material, se lograse obtener una mejor adaptación.

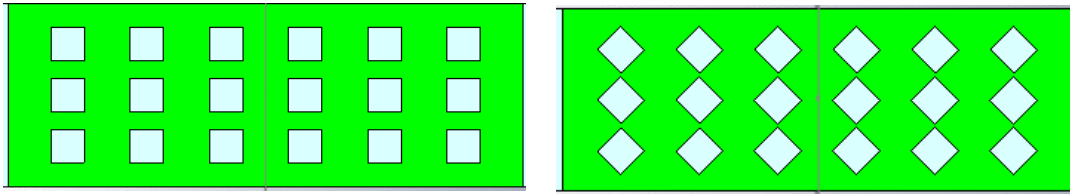


Figura C.8. Dos diseños. Izq. con cavidades cuadradas y der. Cavidades cuadradas giradas 90°

Sin embargo, tras realizar una simple prueba en la que se comparaba la simulación realizada para una misma configuración de cavidades con forma cuadrada y esta misma combinación girada 90°, se apreció claramente que los resultados obtenidos eran prácticamente idénticos, dejando, por tanto, de trabajar con esta forma.

C.6. Unión de bloques de dieléctrico de cavidades para estudio de fase

Tras el estudio de fase de los bloques con cavidades llevado a cabo de manera individual en la sección 4.3.2.2. *Desfase introducido por los conjuntos de combinaciones* para las densidades del 50% y 75%, se procedió a realizar la unión de dos combinaciones de cada una de estas densidades para observar, si tal y como se esperaba teóricamente, la fase obtenida resultaba la suma de ambas por separado.

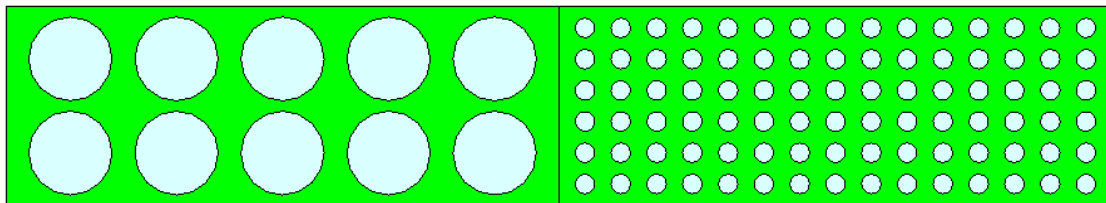


Figura C.9. Unión de dos configuraciones de cavidades

Combinación		$\angle S_{21}$ Simulación con cavidades		Resultados		
50%	75%	50%	75%	Esperada	Simulada	Error
$f = 2; c = 5$	$f = 5; c = 10$	115.57	28.32	143.88	142.83	1.05
$f = 2; c = 5$	$f = 6; c = 15$	115.57	27.93	143.50	144.21	-0.71

Tabla C.4. Tabla resultados de desfase unión de piezas de 50% y 75% con cavidades

Como se puede observar, los resultados obtenidos fueron bastante similares a los que se esperaban, presentando únicamente un error de 1.05 y -0.71 grados. Por tanto, se puede afirmar la posibilidad de trabajar con un desfase deseado cuando sea necesario.

C.7. Mallado Concentric 3D

Otra prueba que se realizó fue el cambio de mallado interno con el que se realizaba la pieza. Concretamente, en este caso se realizó con el denominado *Concentric 3D*, el cual era muy llamativo debido a que presentaba una estética simétrica, la cual no causaría grandes perturbaciones al modo de propagación utilizado.

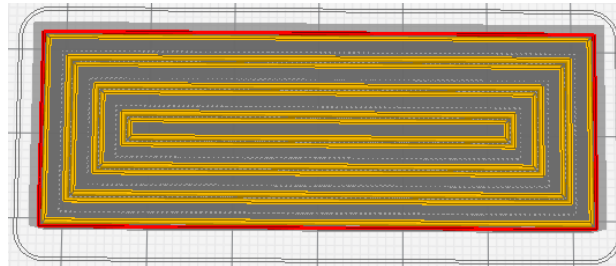


Figura C.10. Mallado Concentric 3D

En este caso, la prueba se realizó con una densidad del 50% de material ABS y con la velocidad de impresión fijada en el punto anterior (20 mm/s). Una vez construida y medida la pieza se caracterizó al igual que todas las piezas mencionadas anteriormente. Los resultados fueron muy similares a los obtenidos para el 50% con el mallado por defecto. Exactamente, los valores numéricos obtenidos fueron los siguientes:

Mallado	ϵ_r
Por defecto	1.82
Concentric 3D	1.83

Tabla C.5. Comparación de mallado por defecto VS. Concentric 3D

Este hecho, sirvió para darse cuenta de que era posible obtener un ϵ_r muy similar manteniendo un mismo porcentaje de densidad siempre y cuando el patrón interno de la pieza no presente grandes discontinuidades que incrementen la inhomogeneidad del material.

D. Software

D.1. CST Microwave Studio

Este ha sido el software principal utilizado para llevar a cabo el presente proyecto. *CST* es un programa capaz de simular electromagnéticamente el comportamiento de estructuras tridimensionales, permitiendo el diseño de éstas, así como el estudio de su comportamiento radioeléctrico en una amplia gama de frecuencias.

Sus características más imponentes se basan en la gran versatilidad que ofrece a la hora de diseñar piezas 3D así como la precisión con la que puede llevar sus cálculos a través de diferentes niveles de mallado, los cuales le otorgan al resultado mayor o menor exactitud, además de facilitarnos la exportación e importación de estos diseños.

La versión utilizada para la realización de este estudio ha sido la de 2016, facilitada por la *Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid*.

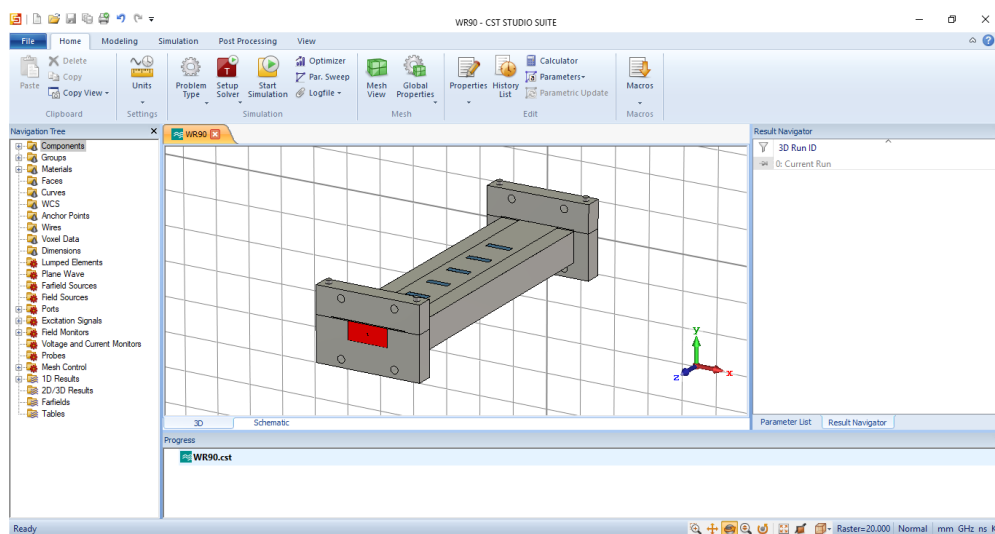


Figura E.1. Software CST Microwave Studio

D.2. Ultimaker Cura

El software *Ultimaker Cura* ha sido utilizado durante la realización de este proyecto para generar los archivos de extensión .gcode, los cuales posteriormente son leídos por la impresora para llevar a cabo la construcción de las piezas.

En este caso, el diseño de las piezas se ha llevado a cabo en *CST*, aunque *Cura* ofrece la posibilidad de crearlas también. No obstante, las características principales que se pueden tratar en este software se centran en las propiedades que podemos aplicarle a la pieza a construir y la configuración del funcionamiento de la impresora.

Para la realización de este proyecto se ha utilizado la versión 3.1.0. disponible de manera online para todos los usuarios.

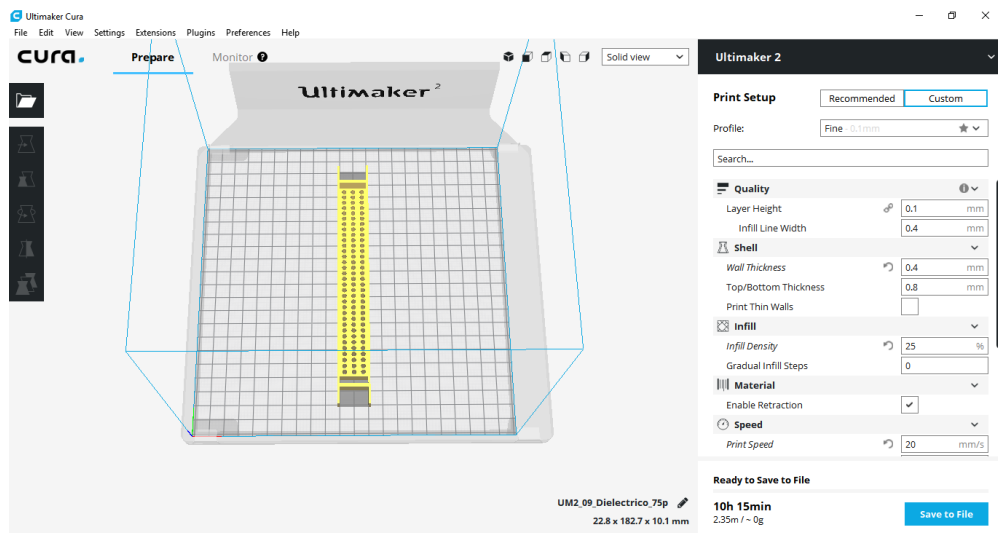


Figura E.2. Software Ultimaker Cura

F. Algoritmos para combinaciones de cavidades

F.1. Cavidades con radio constante.

```
close all; clear all; clc

% Datos deseados
den=0.75;
margen_entre_cavidades=1; % mm

% Datos guia
a=22.86; % mm
h=10.16; % mm
long=64; % mm

volumen=a*h*long;
% Volumen de aire necesario
vol_aire=(1-den)*volumen;

% Num de secciones de aire y su correspondientes dimensiones
ini_num_long=floor(long/2);
ini_num_a=floor(a/2);

% Num elementos a lo largo de la pieza
cont=1;
for i=1:ini_num_long
    % Num elementos a lo ancho de la pieza
    for j=1:ini_num_a
        vol_cavidad=vol_aire/(i*j);
        r=sqrt(vol_cavidad/(h*pi));

        % Limitamos el diametro del orificio a 1 mm
        if r<0.5
            break;
        end
        % Minimo de 1 mm entre secciones + 1 mm para dejar un margen
        if i*(2*r+margen_entre_cavidades) < long &&
j*(2*r+margen_entre_cavidades) < a
            res(cont,1)=i; % Num largo
            res(cont,2)=j; % Num ancho
            res(cont,3)=r; % Radio

            espacioZ=(long-i*2*r)/(i+1);
            res(cont,4)=long/2-espacioZ-r; % zcenter
            if res(cont,1) > 1
                res(cont,5)=2*r+espacioZ; % Siguiete centro en Z
            else
                res(cont,5)=0;
            end

            espacioX=(a-j*2*r)/(j+1);
            res(cont,6)=a/2-espacioX-r; % xcenter
            if res(cont,2) > 1
                res(cont,7)=2*r+espacioX; % Siguiete centro en X
            else
                res(cont,7)=0;
            end

            cont=cont+1;
        end
    end
end
```

```
        end
    end
end

disp('Columnas - Filas - Radio - Z centro - Siguiente Z - X centro -  
Siguiente X');
res
```


F.2. Cavidades cuadradas

```
close all; clear all; clc

% Datos deseados
den=0.5;
margen_entre_cavidades=1; % mm

% Datos guia
a=22.86; % mm
h=10.16; % mm
long=64; % mm

volumen=a*h*long;
% Volumen de aire necesario
vol_aire=(1-den)*volumen;

% Num de secciones de aire y su correspondientes dimensiones
ini_num_long=floor(long/2);
ini_num_a=floor(a/2);

% Num elementos a lo largo
cont=1;
for i=1:ini_num_long
    % Num elementos a lo ancho
    for j=1:ini_num_a
        vol_cavidad=vol_aire/(i*j);
        r=vol_cavidad^(1/3)/2;

        % Limitamos ancho del orificio a 1 mm
        if r<0.5
            break;
        end

        if i*(2*r+margen_entre_cavidades) < long &&
j*(2*r+margen_entre_cavidades) < a
            res(cont,1)=i; % Num largo
            res(cont,2)=j; % Num ancho

            espacioX=(a-j*2*r)/(j+1);
            res(cont,3)=a/2-espacioX; % xmax
            res(cont,4)=res(cont,3)-2*r; %xmin

            if res(cont,2)>1
                res(cont,5)=espacioX+2*r; % next X hole
            else
                res(cont,5)=0;
            end

            espacioZ=(long-i*2*r)/(i+1);
            res(cont,6)=long/2-espacioZ; % zmax
            res(cont,7)=res(cont,6)-2*r; % zmin

            if res(cont,1)>1
                res(cont,8)=espacioZ+2*r; % next Z hole
            else
                res(cont,8)=0;
            end
        end
    end
end
```

```
                cont=cont+1;
            end
        end
    end

disp('Columnas - Filas - Xmax - Xmin - Sig. Cav. X - Zmax - Zmin -  
Sig. Cav. Z');
res
```

F.3. Cavidades con radio ascendente.

```
close all; clear all; clc

% Datos deseados
% PREPARADO SOLO PARA NUMEROS IMPARES A LO LARGO!!!!
num_l=7;
num_a=3;
den=0.75;

margen=1; % mm

% Datos guia
a=22.86; % mm
h=10.16; % mm
long=64; % mm

volumen=a*h*long;
% Volumen de aire necesario
vol_aire=(1-den)*volumen;

% Variables auxiliares
aire_aux=0.1;
correccion_pend=0;
band_finish=0;

% Radio de la zona central
ancho_efectivo=a-(num_a+1); % Consideramos 1 mm entre cavidades
diametro=ancho_efectivo/num_a;
r(1)=diametro/2;

while aire_aux ~= 0
    % Inicializamos pendiente y radios
    pendiente=(correccion_pend-r(1))/(long/2);
    r=r(1);

    % Obtenemos los radios de las cavidades cilindricas
    if size(r,2)==1
        dist_ini=r(1)+margen;
    end
    for i=1:floor(num_l/2)
        current_r=0;
        horizontal_r=1; % Para que no se pare en la primera iteracion

        dist=dist_ini;
        while floor(current_r) ~= floor(horizontal_r)
            current_r=r(1)+pendiente*dist;
            horizontal_r=dist-
(r(1)+sum(2*r(2:end))+margen*(size(r,2)));

            % Corregimos error con 0, 0.5 y 1
            current_r_aux=current_r-floor(current_r);
            horizontal_r_aux=horizontal_r-floor(horizontal_r);
            if current_r_aux < 0.25
                current_r_aux = floor(current_r);
            elseif current_r_aux > 0.75
                current_r_aux = ceil(current_r);
            else % Si current_r_aux esta entre [0.25 0.75] redondeamos
a 0.5
                current_r_aux = floor(current_r)+0.5;
            end
        end
    end
end
```

```

end
if horizontal_r_aux < 0.25
    horizontal_r_aux = floor(horizontal_r);
elseif horizontal_r_aux > 0.75
    horizontal_r_aux = ceil(horizontal_r);
else % Si horizontal_r_aux esta entre [0.25 0.75]
redondeamos a 0.5
    horizontal_r_aux = floor(horizontal_r)+0.5;
end

dist=dist+0.01;
if abs(current_r-horizontal_r) > 200
    band_finish=1;
    break
end
end
if band_finish == 1
    break
end
r(size(r,2)+1)=current_r;
dist_ini=r(1)+sum(2*r(2:end))+margen*(size(r,2));
end

aire_aux=vol_aire-num_a*((pi*r(1)^2*h)+2*(sum(pi*r(2:end).^2*h)));

% Caracterizamos el problema segun el valor obtenido
if floor(aire_aux) == 0
    disp('Radios: ')
    r
    % Preparamos para dibujar en CST
    espacio_libre=(long/2-(r(1)+sum(2*r(2:end))))/size(r,2);
    next_cavidad(size(r,2))=long/2-espacio_libre-r(size(r,2));
    for i=size(r,2)-1:-1:2

next_cavidad_aux(i)=sum(2*r(i+1:end))+size(r(i:end),2)*espacio_libre+r
(i);
        next_cavidad(i)=long/2-next_cavidad_aux(i);
    end
    disp('Next hole in Z: ')
    next_cavidad
    disp('Next hole in X: ')
    1+2*r(1)
    disp('Start hole in X: ')
    a/2-1-r(1)
    break

elseif aire_aux < 0
    margen=margen+0.01;

else % aire_aux > 0
    correccion_pend=correccion_pend+0.1;
    if correccion_pend > r(1)
        break
    end
end
end
end

```

F.4. Cavidades con radio descendente.

```
close all; clear all; clc

% Datos deseados
% PREPARADO SOLO PARA NUMEROS PARES A LO LARGO!!!!
num_l=20;
num_a=5;
den=0.75;

margen=1; % mm
% Datos guia
a=22.86; % mm
h=10.16; % mm
long=64; % mm

volumen=a*h*long;
% Volumen de aire necesario
vol_aire=(1-den)*volumen;

% Variables auxiliares
aire_aux=0.1;
correccion_pend=0;
band_finish=0;

% Radio maximo
ancho_efectivo=a-(num_a+1); % Consideramos 1 mm entre cavidades
diametro=ancho_efectivo/num_a;
r_max=diametro/2;

while aire_aux ~= 0
    % Inicializamos pendiente y radios
    pendiente=(correccion_pend-r_max)/(long/2-r_max-1);
    r=0;

    for i=1:ceil(num_l/2)
        current_r=0;
        horizontal_r=1; % Para que no se pare en la primera iteracion

        dist=margen;
        while floor(current_r) ~= floor(horizontal_r)
            current_r=r_max+pendiente*dist;
            horizontal_r=dist-(sum(2*r)+margen*(size(r,2)));

            % Corregimos error con 0, 0.5 y 1
            current_r_aux=current_r-floor(current_r);
            horizontal_r_aux=horizontal_r-floor(horizontal_r);
            if current_r_aux < 0.25
                current_r_aux = floor(current_r);
            elseif current_r_aux > 0.75
                current_r_aux = ceil(current_r);
            else % Si current_r_aux esta entre [0.25 0.75] redondeamos
a 0.5
                current_r_aux = floor(current_r)+0.5;
            end
            if horizontal_r_aux < 0.25
                horizontal_r_aux = floor(horizontal_r);
            elseif horizontal_r_aux > 0.75
                horizontal_r_aux = ceil(horizontal_r);
```

```

        else % Si horizontal_r_aux esta entre [0.25 0.75]
redondeamos a 0.5
            horizontal_r_aux = floor(horizontal_r)+0.5;
        end

        dist=dist+0.01;
        if abs(current_r-horizontal_r) > 200
            band_finish=1;
            break
        end
    end
    if band_finish == 1
        break
    end
    r(size(r,2)+1)=current_r;
    dist_ini=sum(2*r)+margen*(size(r,2));
end

aire_aux=vol_aire-num_a*(2*(sum(pi*r.^2*h)));

% Caracterizamos el problema segun el valor obtenido
if floor(aire_aux) == 0
    disp('Radios: ')
    r=r(end:-1:2)
    % Preparamos para dibujar en CST
    espacio_libre=(long-2*(sum(2*r)))/(2*size(r,2)+1);
    next_cavidad(size(r,2))=long/2-espacio_libre-r(size(r,2));
    for i=size(r,2)-1:-1:1

next_cavidad_aux(i)=sum(2*r(i+1:end))+size(r(i:end),2)*espacio_libre+r
(i);
        next_cavidad(i)=long/2-(next_cavidad_aux(i));
    end
    disp('Next hole in Z: ')
    next_cavidad
    disp('Next hole in X: ')
    espacio_libre_ancho=(a-num_a*2*r(size(r,2)))/(num_a+1);
    espacio_libre_ancho+2*r(size(r,2))
    disp('Start hole in X: ')
    a/2-r(size(r,2))-espacio_libre_ancho
    break

elseif aire_aux < 0
    margen=margen+0.01;

else % aire_aux > 0
    correccion_pend=correccion_pend+0.1;
    if correccion_pend > r_max
        break
    end
end
end
en

```